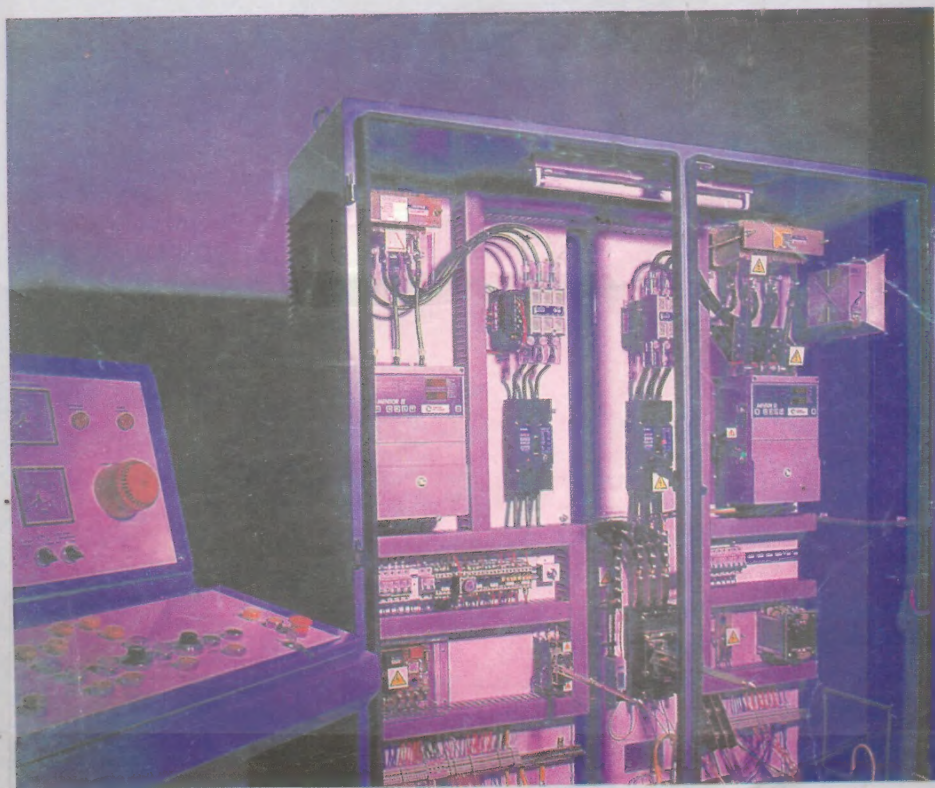


LÊ VĂN DOANH (Chủ biên)
NGUYỄN THẾ CÔNG
TRẦN VĂN THỊNH

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Lý thuyết - Thiết kế - Ứng dụng



LÊ VĂN DOANH - NGUYỄN THẾ CÔNG - TRẦN VĂN THỊNH

Chủ biên : LÊ VĂN DOANH

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT
LÝ THUYẾT - THIẾT KẾ - ỨNG DỤNG
TẬP I



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
HÀ NỘI

MỞ ĐẦU

Điện tử công suất là lĩnh vực kỹ thuật hiện đại, nghiên cứu ứng dụng các linh kiện bán dẫn công suất làm việc ở chế độ chuyển mạch vào quá trình biến đổi điện năng.

Sự ra đời và hoàn thiện của các linh kiện điện tử công suất như : diot công suất, tiristo, GTO, triac, MOSFET công suất, IGBT, SID, MCT... với những tính năng dòng điện, điện áp, tốc độ chuyển mạch ngày càng được nâng cao làm cho kỹ thuật điện truyền thống thay đổi một cách sâu sắc.

Trong nghiên cứu điện tử công suất có ba cách tiếp cận :

1. Về linh kiện : Nghiên cứu bản chất vật lý, các quá trình diễn ra trong các linh kiện, các tính năng kỹ thuật và phạm vi ứng dụng của các linh kiện điện tử công suất.

2. Về cấu trúc : Nghiên cứu các sơ đồ phối hợp các linh kiện điện tử công suất và các thiết bị điện-điện tử khác hợp thành mạch động lực nhằm tạo nên các bộ biến đổi phù hợp với mục đích sử dụng.

3. Về điều khiển : Nghiên cứu các chiến lược điều khiển khác nhau để tạo nên bộ biến đổi điện tử công suất với các tính năng cần thiết. Chú trọng các kỹ thuật điều khiển nâng cao để tạo nên các bộ biến đổi thông minh, linh hoạt, có các chỉ tiêu kinh tế-kỹ thuật, năng lượng tối ưu.

Ở Việt Nam cho đến nay đã có khá nhiều giáo trình, tài liệu tham khảo, sách hướng dẫn bài tập về điện tử công suất được biên soạn và biên dịch. Tuy nhiên do sự phát triển sôi động trong lĩnh vực này nên nhiều vấn đề mới của điện tử công suất như các linh kiện MOSFET công suất, IGBT, SID, MCT chưa được giới thiệu. Công cụ mô phỏng các mạch và linh kiện điện tử công suất chưa được trình bày. Cho đến nay chưa có tài liệu nước ngoài và trong nước đề cập đến việc thiết kế các bộ biến đổi điện tử công suất.

Nhằm bổ sung cho chỗ trống này, chúng tôi mong muốn giới thiệu một cách đầy đủ và hoàn chỉnh về điện tử công suất hiện đại trong bộ sách gồm hai tập. Tập một trình bày những vấn đề chung về điện tử công suất thông qua lý thuyết, đặc biệt là phương pháp và ví dụ cụ thể về thiết kế các bộ biến đổi công suất. Tập hai trình bày phần mềm mô phỏng thiết bị điện tử công suất và những ứng dụng của điện tử công suất trong truyền động điện, truyền tải và phân phối điện năng, trong công nghiệp điện hóa, trong kỹ thuật chiếu sáng, kỹ thuật điện nhiệt, trong các nguồn năng lượng mới.

Tập một gồm 13 chương :

Chương 1 : Đại cương về điện tử công suất

Chương 2 : Diôt công suất

Chương 3 : Tiristo, GTO và Triac

Chương 4 : Tranzito công suất, MOSFET công suất

Chương 5 : Tranzito lưỡng cực cổng cách ly IGBT, tiristo MOS
có điều khiển MCT và các linh kiện cảm ứng tĩnh SID

Chương 6 : Bộ chỉnh lưu diôt

Chương 7 : Bộ chỉnh lưu có điều khiển

Chương 8 : Thiết kế bộ chỉnh lưu

Chương 9 : Bộ điều áp xoay chiều

Chương 10 : Bộ điều áp một chiều

Chương 11 : Bộ biến tần

Chương 12 : Điều khiển các bộ biến đổi

Chương 13 : Ghép nối, tản nhiệt, bảo vệ các thiết bị điện tử
công suất

Tập hai trình bày những ứng dụng của điện tử công suất, gồm 10 chương :

Chương 14 : Mô phỏng thiết bị điện tử công suất

Chương 15 : Truyền tải điện một chiều cao áp

Chương 16 : Điện tử công suất trong điều chỉnh điện áp

Chương 17 : Điện tử công suất trong công nghệ điện hóa

Chương 18 : Điện tử công suất trong kỹ thuật gia nhiệt

Chương 19 : Chất lượng điện năng

Chương 20 : Chấn lưu điện tử

Chương 21 : Bộ nguồn liên tục UPS

Chương 22 : Điện tử công suất trong truyền động điện

Chương 23 : Điện tử công suất trong các nguồn năng lượng mới.

Cuối cuốn sách là phần phụ lục các linh kiện điện tử công suất, máy biến áp, dây dẫn để phục vụ cho việc thiết kế các bộ biến đổi điện tử công suất. Trong cuốn sách này có nhiều thiết kế mẫu và bài tập có lời giải sẵn. Các thiết kế mẫu dựa trên kinh nghiệm nhiều năm hướng dẫn thiết kế môn học Điện tử công suất tại Bộ môn Thiết bị Điện-Điện tử, Khoa Điện, trường Đại học Bách khoa Hà Nội. Phần lớn các thiết kế này đã được ứng dụng và đang hoạt động.

Quyển sách này dùng làm tài liệu tham khảo cho sinh viên ngành điện của các trường đại học. Nó cũng được dùng làm tài liệu tham khảo cho các lớp cao học, hệ nghiên cứu sinh và các kỹ sư điện đang làm việc trong các cơ quan nghiên cứu, thiết kế, chế tạo thiết bị điện-điện tử.

Quyển sách do nhóm Điều khiển thiết bị điện-điện tử thuộc Bộ môn Thiết bị Điện-Điện tử Khoa Điện, trường Đại học Bách khoa Hà Nội viết. PGS. TS. Lê Văn Doanh chủ biên.

Các tác giả chân thành cảm ơn tập thể Bộ môn Thiết bị Điện-Điện tử Khoa Điện trường Đại học Bách khoa, đơn vị Anh hùng lao động đã động viên và tạo điều kiện tốt cho việc hoàn thành quyển sách này.

Mọi thư từ góp ý xin gửi về Bộ môn Thiết bị Điện-Điện tử Khoa Điện trường Đại học Bách khoa Hà Nội. Điện thoại : 8692511.

Chúng tôi xin chân thành cảm ơn.

Các tác giả

MỤC LỤC

Mở đầu	3
Chương 1. ĐẠI CƯƠNG VỀ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT	19
1.1. Sơ lược lịch sử phát triển của điện tử công suất	19
1.2. Các linh kiện điện tử công suất điển hình và phạm vi ứng dụng của chúng	20
1.3. Đặc tính chuyển mạch của các linh kiện điện tử công suất	23
1.4. Các bộ biến đổi điện tử công suất	30
Chương 2. DIÓT CÔNG SUẤT	33
2.1. Một số tính chất của chuyển tiếp PN	33
2.2. Đặc tính tĩnh của diốt	35
2.2.1. Trạng thái dẫn	35
2.2.2. Trạng thái khóa	37
2.2.3. Hiện tượng chuyển mạch	38
2.3. Các thông số định mức của diốt	42
2.3.1. Dòng điện định mức	42
2.3.2. Điện áp ngược định mức	43
2.3.3. Tốc độ biến thiên dòng điện và tốc độ biến thiên điện áp	44
2.4. Một số diốt đặc biệt	46
2.4.1. Diốt cao áp	46
2.4.2. Diốt thác có điều khiển	47
2.4.3. Diốt nhanh	47
2.4.4. Diốt có điện áp rơi nhỏ	47
2.4.5. Diốt Zener	48
2.4.6. Diốt quang	48
2.4.7. Diốt phát quang LED	48
2.5. Các ứng dụng điển hình của diốt công suất	49

2.5.1. Chính lưu	49
2.5.2. Bộ nhân điện áp	49
2.5.3. Bộ ghim điện áp	50
2.6. Catalog lựa chọn diốt công suất	50
Chương 3. TIRISTO, GTO VÀ TRIAC	53
3.1. Cấu tạo của tiristo	53
3.2. Sự hoạt động của tiristo	55
3.2.1. Tiristo phân cực ngược	55
3.2.2. Tiristo phân cực thuận	56
3.3. Đặc tính điều khiển	60
3.4. Đặc tính động	61
3.4.1. Chuyển mạch đóng	61
3.4.2. Hạn chế tốc độ tăng dòng điện	62
3.5. Khóa tiristo	63
3.5.1. Thời gian khóa	64
3.5.2. Hạn chế tốc độ khôi phục điện áp thuận	65
3.6. Catôt ngắn và anôt ngắn	65
3.6.1. Catôt ngắn	65
3.6.2. Anôt ngắn	66
3.7. Các tiristo đặc biệt	67
3.7.1. Tiristo cổng khuếch đại	67
3.7.2. Tiristo cực nhanh	67
3.7.3. Tiristo không đối xứng	68
3.7.4. Tiristo dẫn ngược	68
3.8. GTO	69
3.8.1. Cấu trúc của GTO	69
3.8.2. Môi GTO	70
3.8.3. Khóa GTO	71
3.8.4. Các đại lượng đặc trưng cho GTO	76
3.8.5. Lưu ý về điều khiển	77
3.9. TRIAC	79
3.8.1. Cấu tạo của triac	79
3.9.2. Đặc tính tĩnh	80
3.9.3. Môi triac	80

3.9.4. Chuyển mạch triac	82
Chương 4. TRANZITO CÔNG SUẤT, MOSFET CÔNG SUẤT .	87
4.1. Tranzito công suất	87
4.1.1. Nguyên lý	87
4.1.2. Khóa tranzito	89
4.1.3. Tranzito bão hòa	90
4.1.4. Đặc tính tĩnh	92
4.1.5. Hiện tượng thác trong chuyển tiếp C-B . .	94
4.1.6. Diện tích an toàn	96
4.1.7. Chuyển mạch đóng	98
4.1.8. Chuyển mạch mở	102
4.2. Sơ đồ Darlington	107
4.2.1. Hệ số khuếch đại dòng điện	107
4.2.2. Điện trở ổn định	109
4.2.3. Chuyển mạch đóng	110
4.2.4. Chuyển mạch mở	111
4.2.5. Sơ đồ Darlington tích hợp	113
4.3. MOSFET công suất	114
4.3.1. Cấu trúc và hoạt động của MOSFET công suất nhỏ	114
4.3.2. MOSFET công suất	115
4.3.3. Đặc tính tĩnh	116
4.3.4. Điện trở biểu kiến ở trạng thái dẫn	117
4.3.5. Diện tích an toàn	118
4.3.6. Sự chuyển mạch	120
4.4. Phối hợp MOSFET và BJT	124
4.4.1. Sơ đồ nối tăng	124
4.4.2. Sơ đồ nối tiếp	124
Chương 5. TRANZITO LƯỜNG CỰC CÔNG CÁCH LY IGBT, ✕ TIRISTO MOS CÓ ĐIỀU KHIỂN MCT VÀ LINH KIỆN CẢM ỨNG TĨNH SID	127
5.1. Tranzito lưỡng cực công cách ly IGBT . . .	127
5.1.1. Cấu trúc của IGBT	127

5.1.2. Các thông số đặc trưng của IGBT	130
5.1.3. Các yêu cầu đối với mạch điều khiển	133
5.1.4. Bảo vệ IGBT	136
5.1.5. Ứng dụng của IGBT	137
5.2. Tiristo điều khiển bằng MOS, MCT	139
5.2.1. Cấu trúc và sơ đồ tương đương của MCT . .	139
5.2.2. Mô MCT	140
5.2.3. Thông số kỹ thuật của MCT	142
5.3. Linh kiện cảm ứng tĩnh SID	142
5.3.1. Cấu trúc và nguyên lý của SID	142
5.3.2. Đặc tính của SIT	144
5.3.3. SIT làm việc ở chế độ lưỡng cực	146
5.3.4. Emitơ đối với SID	147
5.3.5. Diốt cảm ứng tĩnh SID	148
5.3.6. BJT bảo hòa được bảo vệ bằng SIT	149
5.3.7. Tranzito MOS cảm ứng tĩnh SIMOS	149
Chương 6. BỘ CHỈNH LƯU ĐİỚT	151
6.1. Những vấn đề chung về chỉnh lưu	151
6.1.1. Bộ chuyển mạch dương	151
6.1.2. Bộ chuyển mạch âm	152
6.2. Bộ chỉnh lưu diốt một pha nửa chu kỳ	153
6.2.1. Trường hợp tải thuần trở	153
6.2.2. Trường hợp tải R-L	154
6.2.3. Trường hợp tải có nguồn R-E	156
6.3. Chỉnh lưu diốt một pha hai nửa chu kỳ	157
6.3.1. Sơ đồ máy biến áp dây quấn điểm giữa tải thuần trở	157
6.3.2. Sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha tải thuần trở . .	159
6.3.3. Sơ đồ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ tải R-L và R-E	160
6.3.4. Sơ đồ chỉnh lưu cầu tải R-L và R-E	160
6.3.5. Hệ số hình dáng	161
6.3.6. Hệ số sóng	161
6.3.7. Hiệu suất chỉnh lưu	162

6.3.8. Hệ số sử dụng máy biến áp	162
6.3.9. Sóng hài	163
6.3.10. Lưu ý về thiết kế bộ chỉnh lưu	164
6.4. Chỉnh lưu ba pha	165
6.4.1. Chỉnh lưu ba pha hình tia	165
6.4.2. Chỉnh lưu ba pha hình tia nối ziczac	167
6.5. Chỉnh lưu ba pha hình tia kép có máy biến áp giữa các pha	168
6.6. Chỉnh lưu cầu ba pha	169
6.7. Chỉnh lưu diôt nhiều pha	171
6.7.1. Chỉnh lưu hình tia sáu pha	171
6.7.2. Chỉnh lưu cầu sáu pha nối tiếp	172
6.7.3. Chỉnh lưu cầu sáu pha song song	173
6.8. Bộ lọc	174
6.8.1. Bộ lọc điện cảm	175
6.8.2. Bộ lọc tụ điện	177
6.9. Bộ chỉnh lưu tần số cao	179
Chương 7. BỘ CHỈNH LƯU CÓ ĐIỀU KHIỂN	189
7.1. Chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ có điều khiển	189
7.2. Chỉnh lưu một pha hai nửa chu kỳ có điều khiển	191
7.3. Chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển và bán điều khiển	193
7.4. Phân tích dòng điện vào	195
7.5. Hiện tượng trùng dẫn	197
7.6. Chế độ nghịch lưu	198
7.6.1. Bản chất chế độ nghịch lưu	198
7.6.2. Điều kiện làm việc ở chế độ nghịch lưu	199
7.6.3. Những lưu ý khi làm việc ở chế độ nghịch lưu	199
7.6.4. Làm việc ở chế độ nghịch lưu	201
7.7. Chỉnh lưu ba pha hình tia có điều khiển	202
7.7.1. Khái niệm về góc mở tự nhiên	203
7.7.2. Hoạt động của sơ đồ	204
7.7.3. Dạng sóng điện áp và dòng điện chỉnh lưu	205

7.8. Chính lưu cầu ba pha có điều khiển và bán điều khiển	207
7.9. Chính lưu sáu pha	212
7.10. Chính lưu 12 pha	214
7.11. Chế độ có tải của bộ chỉnh lưu	216
7.11.1. Hiện tượng chuyển mạch	216
7.11.2. Hiện tượng trùng dẫn	219
7.11.3. Đặc tính ngoài	222
7.12. Sự làm việc ở chế độ nghịch lưu	223
7.13. So sánh và lựa chọn các sơ đồ chỉnh lưu theo quan điểm dạng sóng dòng điện chỉnh lưu	226
Chương 8. THIẾT KẾ BỘ CHỈNH LƯU CÔNG SUẤT	239
8.1. Nội dung thiết kế	239
8.2. Mô tả khái quát công nghệ của tải	240
8.3. Lựa chọn sơ đồ thiết kế	240
8.4. Tính chọn các thông số cơ bản của mạch động lực	251
8.4.1. Tính chọn van động lực	251
8.4.2. Tính toán máy biến áp	254
8.4.3. Tính chọn các thiết bị bảo vệ	264
8.5. Tính toán cuộn kháng lọc dòng điện đập mạch	270
8.5.1. Khái quát	270
8.5.2. Thiết kế cuộn kháng lọc (CKL) dòng điện đập mạch	273
8.6. Tính toán cuộn kháng hạn chế dòng điện gián đoạn	275
8.6.1. Khái quát	275
8.6.2. Thiết kế cuộn kháng hạn chế dòng điện gián đoạn	278
8.7. Tính toán, vẽ các đường cong dòng điện, điện áp của tải và của các van	280
8.8. Thiết kế mạch điều khiển	282
8.8.1. Sơ đồ nguyên lý	282
8.8.2. Tính toán các thông số của sơ đồ mạch điều khiển	291

8.9. Thiết kế tủ điện	293
8.10. Ví dụ tính toán bộ nguồn chỉnh lưu	294
8.10.1. Lựa chọn sơ đồ	295
8.10.2. Tính chọn tiristo	296
8.10.3. Tính chọn máy biến áp chỉnh lưu	298
8.10.4. Thiết kế cuộn kháng lọc	310
8.10.5. Tính chọn các thiết bị bảo vệ mạch động lực	318
8.10.6. Tính toán các thông số của mạch điều khiển	322
Chương 9. BỘ ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU	339
9.1. Bộ điều chỉnh điện áp xoay chiều một pha	339
9.1.1. Sơ đồ	339
9.1.2. Điều áp xoay chiều một pha tải thuần trở	340
9.1.3. Điều áp xoay chiều một pha tải R-L	341
9.2. Đặc tính điều khiển	344
9.3. Bộ điều áp ba pha	346
9.4. Nhóm tam giác từ ba bộ điều áp xoay chiều một pha	353
9.5. Bộ điều áp ba pha hỗn hợp	355
9.5.1. Sự hoạt động của sơ đồ	355
9.5.2. Các đặc tính	356
9.5.3. So sánh các bộ điều áp ba pha	357
9.5.4. Lựa chọn bộ điều áp xoay chiều	358
9.5.5. Lưu ý về bộ bù tĩnh	359
9.6. Thiết kế bộ điều áp xoay chiều	369
9.6.1. Trình tự thiết kế	369
9.6.2. Thiết kế bộ điều áp một pha	370
9.6.3. Thiết kế bộ điều áp xoay chiều ba pha	392
Chương 10. BỘ ĐIỀU ÁP MỘT CHIỀU	415
10.1. Đại cương về bộ điều áp một chiều	415
10.1.1. Đặc tính chuyển mạch của nguồn hoặc tải	415
10.1.2. Tính thuận nghịch của các nguồn	416
10.1.3. Cải thiện và chuyển đổi loại nguồn	417

10.1.4. Quy tắc nối các nguồn	418
10.2. Sự chuyển mạch	419
10.2.1. Phần tử trong quá trình chuyển mạch . . .	419
10.2.2. Chuyển mạch từ K sang K' với U và I dương	420
10.2.3. Chuyển mạch từ K sang K' với I dương và U âm	422
10.3. Bộ điều áp một chiều trực tiếp	423
10.3.1. Bộ băm nối tiếp	424
10.3.2. Bộ điều áp một chiều song song	428
10.3.3. Bộ băm dòng điện đảo chiều	431
10.4. Bộ băm hình cầu	433
10.4.1. Các khóa chuyển mạch cần sử dụng	434
10.4.2. Tuần tự điều khiển	435
10.4.3. Điều khiển liên tục	437
10.4.4. Ví dụ	437
10.5. Điều khiển các bộ chuyển mạch	439
10.5.1. Giao điểm sóng chuẩn và điều biến	439
10.5.2. Điều biến delta	442
10.5.3. Điều biến sigma - delta	443
10.6. Nhóm các bộ băm điều khiển lệch nhau . . .	443
10.6.1. Các bộ băm xen kẽ	444
10.6.2. Bộ băm nhiều mức	447
10.7. Bộ băm liên hệ gián tiếp	449
10.7.1. Bộ băm tích lũy qua điện cảm	450
10.7.2. Bộ băm tích lũy qua điện dung	451
10.8. Nguồn đóng cắt	453
10.8.1. Sơ đồ không có máy biến áp	453
10.8.2. Sơ đồ đối xứng có máy biến áp	458
10.9. Cải thiện chuyển mạch	464
10.9.1. Ba kiểu chuyển mạch có điều khiển	464
10.9.2. Khóa chuyển mạch đóng hay mở có điều khiển	466
10.9.3. Khóa chuyển mạch đóng và mở có trợ giúp .	468
10.9.4. Những lưu ý về bộ chuyển mạch cộng hưởng	470

Chương 11. BIẾN ĐỔI TẦN SỐ	481
11.1. Định nghĩa, phân loại bộ biến tần	481
11.2. Nguyên lý hoạt động của bộ biến tần	
trực tiếp một pha	483
11.2.1. Tải thuần trở	483
11.2.2. Sự làm việc của các nhóm bị khóa	483
11.2.3. Biến tần trực tiếp ba pha	488
11.2.4. Sự làm việc có dòng điện vòng	491
11.2.5. Điều khiển biến tần trực tiếp	495
11.2.6. Bộ biến tần đường bao	497
11.3. Bộ nghịch lưu	498
11.3.1. Đại cương	498
11.3.2. Bộ nghịch lưu áp một pha	499
11.3.3. Bộ nghịch lưu có máy biến áp điểm giữa	500
11.3.4. Bộ nghịch lưu nửa cầu	506
11.3.5. Bộ nghịch lưu cầu	509
11.4. Bộ nghịch lưu áp ba pha một sóng trong	
nửa chu kỳ	512
11.4.1. Nguyên lý	513
11.4.2. Các quan hệ chung	514
11.4.3. Áp dụng vào điều khiển toàn sóng	516
11.5. Bộ nghịch lưu dòng một sóng trong một nửa	
chu kỳ	519
11.5.1. Bộ nghịch lưu dòng một pha	519
11.5.2. Bộ nghịch lưu cầu ba pha	523
11.5.3. Các tính chất của bộ nghịch lưu dòng	527
11.6. Bộ nghịch lưu áp một pha điều biến	
độ rộng xung	528
11.6.1. Bộ nghịch lưu nửa cầu điều biến	
sin - tam giác	529
11.6.2. Bộ nghịch lưu cầu biến sin - tam giác	534
11.7. Các loại điều biến khác	536
11.7.1. Điều biến sigma - delta	536
11.7.2. Điều biến tính toán trước	536

11.8. Bộ nghịch lưu áp ba pha điều biến PWM .	540
11.8.1. Điều khiển nửa cầu	540
11.8.2. Dạng sóng	540
11.9. Bộ nghịch lưu dòng ba pha điều biến độ rộng xung	542
11.10. Bộ lọc tích cực	545
11.10.1. Mục đích	545
11.10.2. Cấu trúc	546
11.11. Bộ nghịch lưu cộng hưởng	547
11.11.1. Bộ nghịch lưu nối tiếp	548
11.12.2. Bộ nghịch lưu song song	555
11.11.3. Nguồn một chiều cộng hưởng	558
11.12. Bộ nghịch lưu chuyển mạch cộng hưởng và chuyển mạch mềm	560
11.12.1. Đại cương	560
11.12.2. Chuyển mạch cộng hưởng	561
11.12.3. Bộ nghịch lưu gần cộng hưởng	563
11.12.4. Ứng dụng chuyển mạch điện áp bằng không trong cao tần	571
11.12.5. Bộ nghịch lưu cộng hưởng bội MRC	572
11.12.6. Bộ nghịch lưu chuyển mạch điện áp bằng không	577
11.12.7. Mạch chốt tích cực không tiêu tán	577
11.13. Bộ nghịch lưu chuyển mạch mềm	579
11.13.1. Đại cương	579
11.13.2. Bộ nghịch lưu khâu một chiều cộng hưởng .	579
11.13.3. Bộ nghịch lưu liên lạc một chiều mạch chốt tích cực	582
11.13.4. Bộ nghịch lưu liên lạc một chiều cộng hưởng có điện áp thấp	583
11.13.5. Bộ nghịch lưu chuyển mạch mềm gần cộng hưởng	587
Chương 12. ĐIỀU KHIỂN THIẾT BỊ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT .	597
12.1. Đại cương	597

12.2. Các yêu cầu mỗi tiristo	597
12.3. Các loại xung mỗi tiristo	600
12.4. Một số mạch mỗi tiristo đơn giản	604
12.4.1. Mỗi qua điện trở	602
12.4.2. Mạch mỗi R-C	603
12.4.3. Mạch mỗi diac	607
12.4.4. Mạch mỗi kiểu tiratron xoay chiều	608
12.4.5. Mạch mỗi bằng tranzito một chuyển tiếp	609
12.4.6. Các mạch mỗi tiristo thể hệ mỗi	614
12.4.7. Mạch điện và mạch điều khiển tiristo	615
12.5. Mạch điều khiển các linh kiện công chuyển mạch	619
12.5.1. Mạch mỗi MOSFET công suất	620
12.5.2. Những lưu ý thiết kế mạch điều khiển MOSFET	625
12.5.3. Mạch điều khiển IGBT	627
12.5.4. Mạch điều khiển bazơ tranzito	627
12.5.5. Mạch điều khiển GTO	630
12.6. Một số mạch điều khiển thực tế	630
12.7. Nguyên tắc điều khiển	631
12.7.1. Nguyên tắc điều khiển thẳng đứng tuyến tính	631
12.7.2. Nguyên tắc điều khiển thẳng đứng arccos	632
Chương 13. GHÉP NỐI, LÀM MÁT, BẢO VỆ THIẾT BỊ	
DIỆN TỬ CÔNG SUẤT	633
13.1. Ghép song song các linh kiện bán dẫn công suất	633
13.2. Ghép nối tiếp các linh kiện bán dẫn công suất	635
13.3. Làm mát các linh kiện bán dẫn công suất	636
13.4. Bảo vệ thiết bị điện tử công suất	642
13.4.1. Bảo vệ dòng điện	642
13.4.2. Bảo vệ quá điện áp	644
13.4.3. Bảo vệ GTO và tranzito MOS công suất	647
PHỤ LỤC	651
TÀI LIỆU THAM KHẢO	700

Chương 1

ĐẠI CƯƠNG VỀ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

1.1. SƠ LƯỢC VỀ SỰ PHÁT TRIỂN CỦA ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Trong một thời gian dài cho đến Chiến tranh Thế giới thứ Hai, do điều kiện khoa học và công nghệ còn hạn chế, kỹ thuật điện chủ yếu tập trung vào lĩnh vực phát, truyền tải và biến đổi năng lượng điện từ qua công nghệ điện cơ.

Sự phát triển của truyền động điện đã thúc đẩy sự ra đời của điện tử công nghiệp. Tuy nhiên những ứng dụng của nó còn bị hạn chế vì thiếu những linh kiện điện tử công suất có hiệu suất cao, kích thước nhỏ và đặc biệt là có độ tin cậy cao. Các đèn điện tử chân, không, có khí, các đèn thủy ngân không đáp ứng được những đòi hỏi khắt khe của điện tử công nghiệp.

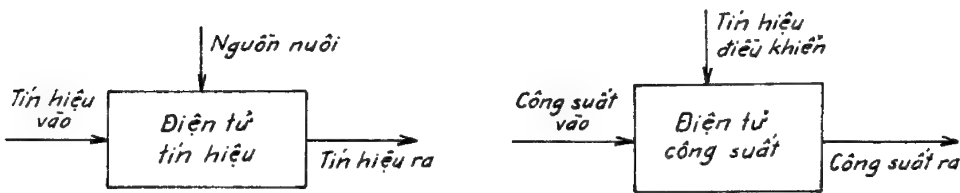
Sự phát minh ra tranzito vào năm 1948 do Bardeen, Brattain và Schockley, tại phòng thí nghiệm Bell Telephone, giải thưởng Nôben năm 1956, đã đánh dấu bước phát triển cách mạng trong kỹ thuật điện tử. Kể từ đó kỹ thuật điện tử phát triển mạnh mẽ theo hai hướng :

1. Kỹ thuật điện tử tín hiệu (điện tử dòng điện yếu) với đặc điểm chủ yếu là xử lý tín hiệu qua khuếch đại, điều chế, tần số cao. Trong sơ đồ ở hình 1.1a, tín hiệu vào được mạch và linh kiện điện tử xử lý; tín hiệu ra được biến đổi về độ lớn, dạng sóng và tần số. Nguồn chỉ có tác dụng nuôi các linh kiện điện tử.

2. Điện tử công suất (điện tử dòng điện mạnh) với đặc điểm chủ yếu chuyển mạch (đóng-cắt) dòng điện lớn, điện áp cao để thay đổi độ lớn, dạng sóng, tần số dòng công suất. Trên hình 1.1b, công suất ra được biến đổi về

dạng sóng và tần số so với công suất vào, mạch tín hiệu đóng vai trò điều khiển dòng công suất.

Như vậy kỹ thuật điện tử công suất nghiên cứu ứng dụng các mạch điện tử công suất để điều khiển và khống chế dòng công suất.



Hình 1.1. Điện tử tín hiệu và điện tử công suất
a) Điện tử tín hiệu ; b) Điện tử công suất

1.2. CÁC LINH KIỆN ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT ĐIỂN HÌNH VÀ PHẠM VI ỨNG DỤNG CỦA CHÚNG

Ta có thể thống kê một số linh kiện điện tử công suất chủ yếu sau đây :

- Điốt công suất có dòng điện định mức từ 1 tới 5000 A, điện áp định mức từ 10 V tới 10 kV và lớn hơn, chuyển mạch với thời gian nhanh nhất 20 ns, thấp nhất 100 μ s. Chức năng chủ yếu của điốt là chỉnh lưu và biến đổi DC-DC.

- Tranzito lưỡng cực công suất BJT (Bipolar Junction Transistor) dẫn dòng điện theo một chiều khi có dòng bazơ thích hợp. Dòng điện định mức từ 0,5 A tới 500 A và lớn hơn, điện áp định mức từ 30 đến 1200 V, thời gian chuyển mạch từ 0,5 đến 100 μ s. Chức năng chủ yếu là biến đổi DC-DC, phối hợp với điốt trong các bộ nghịch lưu. BJT công suất đang được thay thế bằng FET và IGBT.

- Tranzito hiệu ứng trường FET (Field Effect Transistor) dẫn dòng điện máng khi đặt điện áp cổng thích hợp. Các FET công suất (hầu hết là MOSFET) có nối song song một điốt ngược. Dòng điện định mức từ 1 đến 100 A, điện áp từ 30 đến 1000 V. Thời gian chuyển mạch rất nhanh, từ 50 đến dưới 200 ns. Chức năng chủ yếu là biến đổi DC-DC và nghịch lưu.

- Tranzito lưỡng cực cổng cách ly IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) là loại FET đặc biệt có chức năng của BJT và điều khiển cổng bằng FET. IGBT nhanh hơn và dễ dàng sử dụng hơn BJT cùng công suất. Dòng điện định mức từ 10 đến trên 600 A, điện áp định mức 600 đến 1700 V. IGBT được sử dụng phổ biến trong các bộ nghịch lưu từ 1 đến trên 100 kW và được ứng dụng trong các lĩnh vực của điện tử công suất.

- Tiristo, còn gọi là SCR (Silicon Controlled Rectifier). Tiristo dẫn dòng điện tương tự như diốt sau khi đã đưa xung mỗi thích hợp, trở về trạng thái bị khóa khi dòng điện bằng không. Dòng điện định mức từ 10 đến trên 5000 A, điện áp định mức từ 200 V đến 6 kV. Thời gian chuyển mạch từ 1 đến 200 μ s. Tiristo được sử dụng rộng rãi trong các bộ chỉnh lưu có điều khiển và được ứng dụng trong mọi lĩnh vực điện tử công suất, và là linh kiện chung nhất trong họ tiristo.

- Tiristo khóa bằng cực điều khiển GTO (Gate Turn – Off Thyristor) là SCR có thể khóa được bằng cách gửi xung âm tới cực điều khiển. Có thể thay thế cho BJT trong các ứng dụng đòi hỏi công suất cao. Các đại lượng định mức có trị số tương tự SCR và được sử dụng trong các bộ nghịch lưu trên 100 kW.

- TRIAC (Triode Alternative Current) là linh kiện gồm hai tiristo nối song song ngược và chỉ có một cực điều khiển. Dòng điện định mức từ 2 đến 50 A, điện áp định mức 200 đến 800 V. Được sử dụng chủ yếu để điều chỉnh đèn, thiết bị điện dân dụng, công cụ cầm tay, rất tiện dụng trong bộ biến đổi xoay chiều.

- Tiristo điều khiển bằng MOSFET MCT (Mosfet Controlled Thyristor) là SCR đặc biệt có chức năng của GTO và cổng điều khiển bằng FET. Nhanh hơn GTO, dễ sử dụng hơn và được thay cho GTO trong một số ứng dụng.

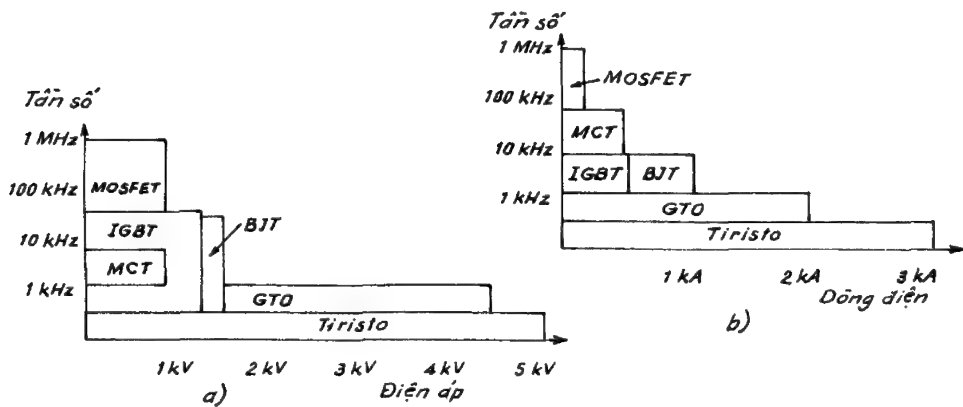
- Linh kiện cảm ứng tĩnh SID (Static Induction Device) là linh kiện được chuyển mạch bằng cách điều khiển hàng rào thế ở cổng. Có công suất 100 kW ở tần số 100 kHz và 10 W ở tần số 10 GHz. Ưu điểm chủ yếu của SID là tốc độ chuyển mạch cao, điện áp ngược lớn, điện áp rơi thuận nhỏ.

Bảng 1.1 thống kê so sánh các trị số cực đại của các linh kiện điện tử công suất.

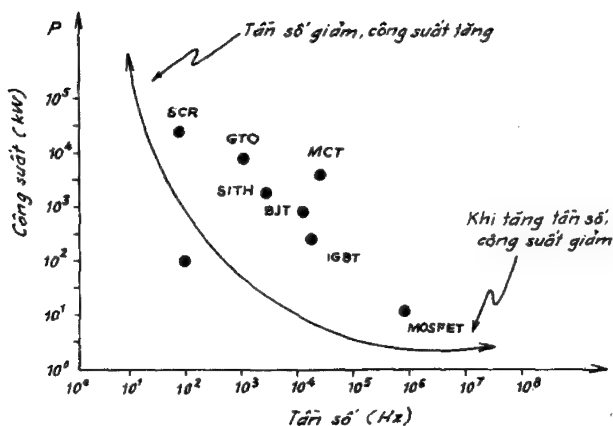
Bảng 1.1. Trị số cực đại của các linh kiện điện tử công suất

Linh kiện	Năm xuất hiện	Điện áp định mức	Dòng điện định mức	Tần số định mức	Công suất định mức	Điện áp rơi thuận
Tiristo (SCR)	1957	6 kV	3,5 kA	500 Hz	100 MW	$1,5 \pm 2,5$ V
Triac	1958	1 kV	100 A	500 Hz	100 kW	$1,5 \pm 2$ V
GTO	1962	4,5 kV	3 kA	2 kHz	10 MW	3 ± 4 V
BJT (Darlington)	1960	1,2 kV	800 A	10 kHz	1 MW	$1,5 \pm 3$ V
MOSFET	1976	500 V	50 A	1 MHz	100 kW	$3 \div 4$ V
IGBT	1983	1,2 kV	400 A	20 kHz	100 kW	$3 \div 4$ V
SiD	1976	1,2 kV	300 A	100 kHz	10 kW	$2 \div 4$ V
MCT	1988	3 kV	2 kA	20 ± 100 kHz	10 MW	1 ± 2 V

Phạm vi tần số làm việc theo dòng điện và điện áp của các linh kiện điện tử công suất được cho trên hình 1.2a và b, các quan hệ được biểu diễn trên hình 1.3.



Hình 1.2. Phạm vi tần số làm việc của các linh kiện điện tử công suất
a) Theo điện áp ; b) Theo dòng điện

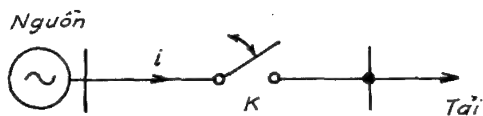


Hình 1.3. Công suất và tần số làm việc của các linh kiện điện tử công suất

1.3. ĐẶC TÍNH CHUYỂN MẠCH CỦA CÁC LINH KIỆN ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Các linh kiện điện tử công suất làm việc như một khóa chuyển mạch K giữa nguồn và tải như sơ đồ trên hình 1.4.

Trong một thời gian dài bộ chuyển mạch cơ khí (công tắc, công tắc tơ, máy cắt điện) là thành phần chủ yếu dùng để đóng cắt nguồn hay tải.



Hình 1.4. Khóa chuyển mạch

Bộ chuyển mạch cơ khí có kích thước lớn, tần số tác động thấp. Ngoài ra, các tiếp điểm cần có buồng dập hồ quang và bộ truyền động cơ.

Bộ chuyển mạch không tiếp điểm dựa trên các linh kiện bán dẫn công suất cho phép chuyển mạch dòng điện lớn, điện áp cao, cho phép điều khiển hoàn toàn tự động, công suất tiêu tán nhỏ, hiệu suất chuyển mạch rất cao.

Để làm ví dụ ta xét 4 mạch điện ở hình 1.5a, b, c, d cho phép cung cấp điện áp một chiều 12 V từ nguồn 24 V cho tải thuần trở $R_L = 6 \Omega$.

Hình 1.5a là sơ đồ bộ phân áp một chiều với $R = R_L = 6 \Omega$.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{\text{vào}}} = \frac{R_L}{R + R_L} = \frac{6}{6 + 6} = 0,5$$

Hình 1.5b là sơ đồ ổn áp bằng diốt Zener. Để điện áp ra bằng 12 V, diốt Zener có điện áp ngưỡng $V_Z = 12 \text{ V}$. Với $R_L = 6 \Omega$, $I_L = 2 \text{ A}$, chọn $I_Z = 10\% I_L = 0,2 \text{ A}$, suy ra điện trở của diốt Zener là :

$$R_Z = \frac{12}{0,2} = 60 \Omega.$$

Điện trở tương đương của hai phần tử song song là :

$$\frac{R_L R_Z}{R_L + R_Z} = \frac{6 \cdot 60}{6 + 60} = 5,45 \Omega$$

Điện trở $R = 5,45 \Omega$. Công suất vào là :

$$P_{\text{vào}} = 2,2 \cdot 24 = 52,8 \text{ W}$$

Công suất ra :

$$P_{\text{ra}} = R_L I^2 = 6 \cdot 2^2 = 24 \text{ W}$$

Hiệu suất :

$$\eta = \frac{P_{\text{ra}}}{P_{\text{vào}}} = \frac{24}{52,8} = 45,5\%$$

Hình 1.5c là sơ đồ bộ điều chỉnh điện áp một chiều bằng tranzito. Vì $V_0 = 12 \text{ V}$, $V_{CE} \approx 12 \text{ V}$, dòng điện bazơ rất nhỏ, do đó dòng điện tải $I_L = 2 \text{ A}$.

Công suất tiêu tán là :

$$\Delta P = V_{CE} I_C + V_{BE} I_B \approx V_{CE} I_C = 12 \cdot 2 = 24 \text{ W}$$

Hiệu suất :

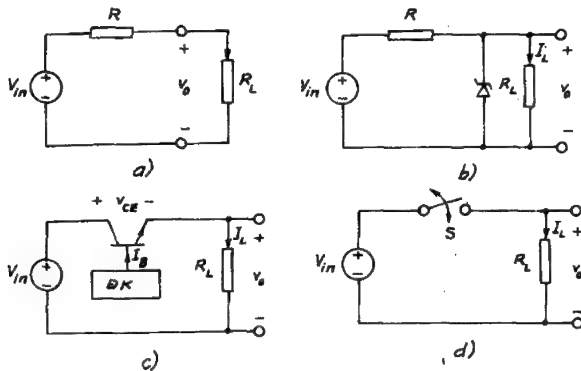
$$\eta = \frac{P_{ra}}{P_{ra} + \Delta P} = \frac{24}{24 + 24} = 0,5$$

Hình 1.5d là sơ đồ khóa chuyển mạch thực hiện đóng, mở theo chu kỳ điện áp một chiều biểu diễn trên hình 1.5f. Trị số trung bình của điện áp ra :

$$V_{tb} = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} V_{vào} dt = V_{vào} D$$

D là tỷ số chu kỳ : $D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$

$V_{tb} = 12 \text{ V}$, $D = 0,5$.



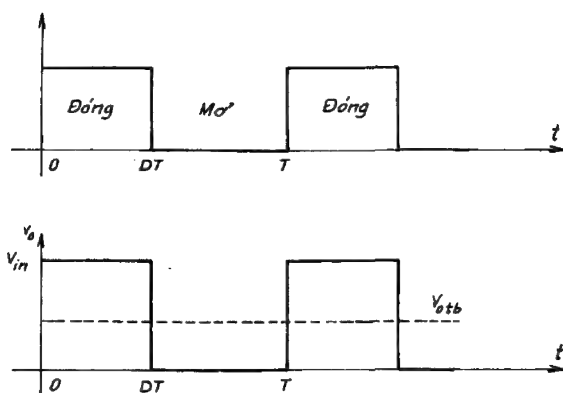
Hình 1.5. Bộ phân áp

Trong khoảng thời gian dẫn, công suất ra bằng 48 W, công suất vào cũng bằng 48 W, do đó hiệu suất bằng 1, nếu ta giả thiết bộ chuyển mạch lý tưởng. Thực tế bộ chuyển mạch BJT có V_{CE} bão hòa = 1 V.

I_B nhỏ gây tổn hao công suất chuyển mạch $\Delta P = 2 \text{ W}$, do đó hiệu suất chung bằng 96%.

Đặc tính chung của khóa chuyển mạch lý tưởng là :

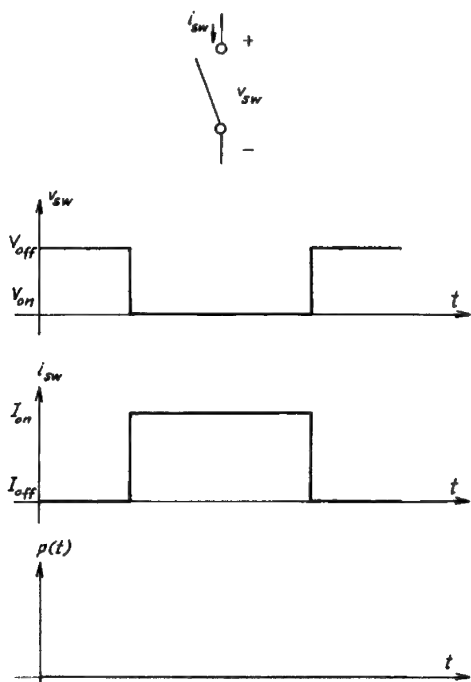
- Không hạn chế dòng điện thuận (hay dòng điện ngược) ở trạng thái dẫn;
- Không hạn chế điện áp thuận (hay điện áp ngược);



Hình 1.5f. Dạng sóng điện áp vào

- Điện áp rơi thuận bằng không, nghĩa là điện trở thuận bằng không;
- Điện áp bằng vô cùng ở trạng thái mở, dòng điện rò bằng không;
- Tần số chuyển mạch không giới hạn.

Hình 1.6 biểu diễn đặc tính điện áp, dòng điện và công suất tổn hao của một khóa chuyển mạch lý tưởng.

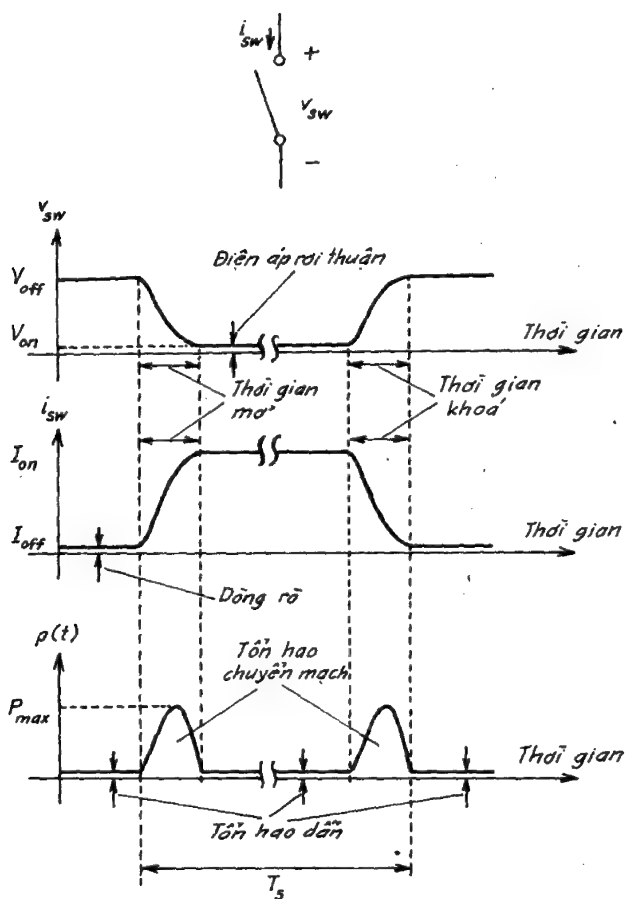


Hình 1.6. Đặc tính điện áp, dòng điện, công suất của khóa chuyển mạch lý tưởng

Đặc tính của khóa chuyển mạch thực tế :

Trong thực tế sự không hoàn hảo của các linh kiện điện tử công suất dẫn đến :

- Dòng điện ở trạng thái dẫn và điện áp ngược ở trạng thái khóa có giới hạn.
- Tốc độ chuyển mạch hạn chế do thời gian đóng và mở có giới hạn.
- Tồn tại điện trở ở trạng thái dẫn (nghĩa là điện áp rơi thuận) và tồn tại dòng điện rò khi bị khóa.



Hình 1.7. Đặc tính chuyển mạch thực tế

Hình 1.7 biểu diễn đặc tính điện áp, dòng điện và công suất tiêu tán của khóa chuyển mạch thực tế, còn hình 1.8 biểu diễn quỹ đạo chuyển mạch. Bằng cách tuyến tính hóa các đặc tính điện áp, dòng điện và công suất tiêu tán khi chuyển mạch, ta có các phương trình sau đây :

$$i_{sw}(t) = \begin{cases} -\frac{t}{t_{ON}}(I_{ON} - I_{OFFN}) + I_{OFF} & 0 \leq t \leq t_{ON} \\ I_{ON} & t_{ON} \leq t \leq T_s - t_{ON} \\ -\frac{t - T_s}{t_{OFF}}(I_{ON} - I_{OFF}) + I_{OFF} & T_s - t_{OFF} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$V_{sw}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{OFF} - V_{ON}}{t_{ON}}(t - t_{ON}) + V_{ON} & 0 \leq t \leq t_{ON} \\ V_{ON} & t_{ON} \leq t \leq T_s - t_{OFF} \\ \frac{V_{OFF} - V_{ON}}{t_{OFF}}(t - (T_s - t_{ON})) + V_{ON} & T_s - t_{OFF} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Nếu giả thiết $I_{ON} \gg I_{OFF}$ và $V_{OFF} \gg V_{ON}$, công suất tức thời $p(t) = i_{sw} \cdot V_{sw}$ như sau :

$$p(t) = \begin{cases} -\frac{V_{OFF} I_{ON}}{t_{ON}^2}(t - t_{ON})t & 0 \leq t \leq t_{ON} \\ V_{ON} I_{ON} & t_{ON} \leq t \leq T_s - t_{OFF} \\ -\frac{V_{OFF} I_{ON}}{t^2}(t - (T_s - t_{OFF}))(t - T_s) & T_s - t_{OFF} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Công thức này cho thấy công suất cực đại khi đóng - mở là : $V_{OFF} I_{ON} / 4$.

Công suất tiêu tán trung bình là :

$$P_{tb} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{ON}} -\frac{V_{OFF} I_{ON}}{t_{ON}^2}(t - t_{ON})t dt + \int_{t_{ON}}^{T_s - t_{OFF}} V_{ON} I_{ON} dt + \int_{T_s - t_{OFF}}^{T_s} -\frac{V_{OFF} I_{ON}}{t^2}(t - (T_s - t_{OFF}))(t - T_s) dt \right]$$

Giá trị tích phân trên bằng :

$$P_{\text{trung bình}} = \frac{V_{\text{OFF}} I_{\text{ON}}}{T_s} \left(\frac{t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}}{6} \right) + \frac{V_{\text{ON}} I_{\text{ON}}}{T_s} (T_2 - t_{\text{OFF}} - t_{\text{ON}})$$

Thành phần đầu tiên là tổng tổn hao chuyển mạch và thành phần thứ hai tổng tổn hao dẫn của một chu kỳ chuyển mạch. Ta nhận thấy khi tăng tần số, công suất trung bình tăng tuyến tính. Công suất tiêu tán tăng theo dòng điện dẫn thuận và điện áp khóa ngược.

Trị số cực đại của công suất khi : $\frac{dp(t)}{dt} \Big|_{t=t_{\text{max}}} = 0$

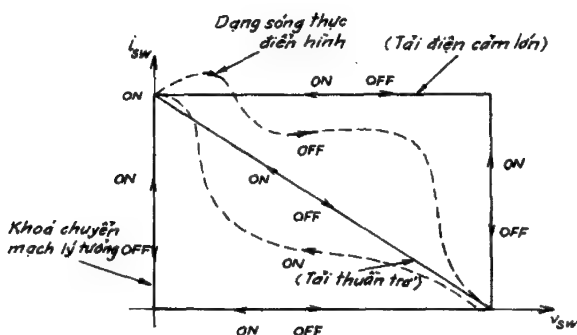
Giải phương trình này suy ra : $P_{\text{max}} = V_{\text{off}} I_{\text{on}}/4$.

Bảng 1.2 cho quan hệ dòng điện–điện áp, còn gọi là đặc tính vôn –ampe của các linh kiện điện tử công suất thông dụng.

Bảng 1.2. Đặc tính vôn - ampe và ký hiệu của một số linh kiện điện tử công suất

Tác động	Linh kiện	Quan hệ i(u)	Ký hiệu hạn chế	Ký hiệu linh kiện
Dẫn thuận, khóa ngược	Điốt			
Dẫn thuận, khóa thuận	BJT			
Dẫn thuận, khóa hai chiều	GTO			
Dẫn hai chiều, khóa thuận	FET			
Dẫn hoàn toàn hai chiều	Chuyển mạch lý tưởng			

Ta có thể biểu diễn quá trình chuyển mạch bằng quỹ đạo chuyển mạch (hình 1.8). Trên quỹ đạo chuyển mạch quá trình chuyển mạch lý tưởng được vẽ bằng các đoạn thẳng hai chiều ON, OFF. Dạng sóng chuyển mạch thực tế được vẽ bằng đường nét đứt. Các cạnh trên hình chữ nhật thể hiện tải thuần trở, tải điện cảm lớn và chuyển mạch lý tưởng.



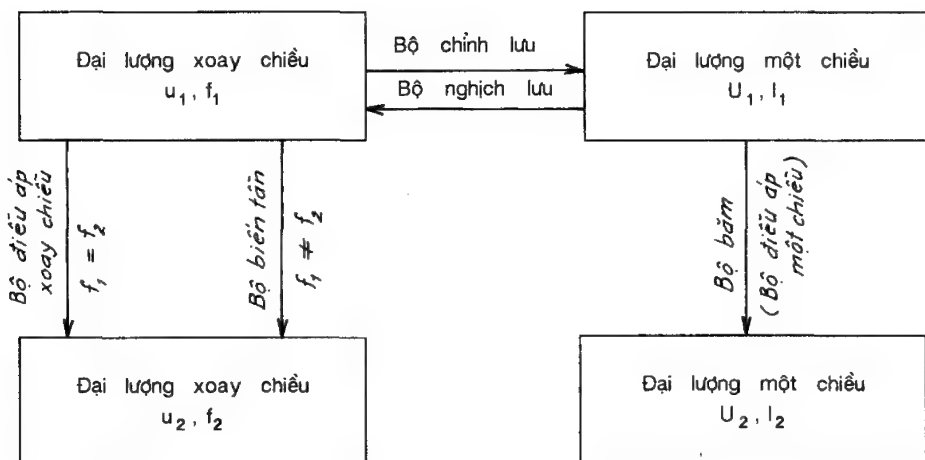
Hình 1.8. Quỹ đạo chuyển mạch

1.4. CÁC BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Ta nhận thấy các linh kiện điện tử công suất cùng với các linh kiện điện tử khác tạo nên bộ biến đổi nhằm biến đổi công suất vào, được đặc trưng bằng điện áp u_1 , dòng điện vào i_1 và tần số dòng điện vào f_1 , thành các đại lượng đầu ra tương ứng u_2 , i_2 và f_2 . Trên hình 1.9, quan hệ điện áp, dòng điện và tần số vào ra xoay chiều và một chiều được biểu diễn qua các mũi tên thể hiện bản chất của các bộ biến đổi đó là :

- Biến đổi dòng điện xoay chiều thành một chiều : Bộ chỉnh lưu.
- Biến đổi dòng điện một chiều thành xoay chiều : Bộ nghịch lưu.
- Biến đổi trị số điện áp một chiều : Bộ băm hay bộ điều áp một chiều.
- Biến đổi trị số điện áp xoay chiều, tần số không đổi : Bộ điều áp xoay chiều.
- Biến đổi tần số dòng điện xoay chiều : Bộ biến tần.

Một bộ biến đổi có thể thực hiện một hoặc một số chức năng biến đổi nói trên. Việc nghiên cứu, tính toán chi tiết các bộ biến đổi điện tử công suất sẽ được tiến hành trong các chương tiếp theo.



Hình 1.9. Phân loại các bộ biến đổi

Chương 2

ĐIÔT CÔNG SUẤT

Trong số các phần tử chuyển mạch tĩnh có ứng dụng trong điện tử công suất, điôt công suất là phần tử đơn giản nhất.

Chương này sẽ trình bày một số tính chất cơ bản của chuyển tiếp PN và cơ sở hoạt động của điôt. Tiếp theo sẽ trình bày cấu tạo, các thông số cơ bản, các ứng dụng điển hình của điôt công suất và hướng dẫn lựa chọn chúng.

2.1. MỘT SỐ TÍNH CHẤT CỦA CHUYỂN TIẾP PN

Silic là nguyên tố hóa học được sử dụng trong hầu hết các linh kiện bán dẫn công suất, cần có độ tinh khiết cao với điện trở suất khoảng 200 k Ω .cm, có cấu trúc đơn tinh thể và định hướng. Silic thuộc nhóm IV, mỗi hạt nhân liên kết với 4 hạt nhân khác và phân chia 4 điện tử lớp ngoài tạo nên một cấu trúc rất ổn định. Ở nhiệt độ thường, kích thích nhiệt tạo nên một vài điện tử tự do và tạo thành một số lỗ trống trong mạng tinh thể. Mật độ các hạt tải rất nhỏ, do đó ở nhiệt độ thường điện trở suất của silic rất cao.

Để tăng số lượng hạt tự do, nghĩa là làm giảm điện trở suất của silic, người ta đưa thêm các tạp chất vào tinh thể cơ sở.

- Nếu kích tạp bằng các nguyên tố thuộc nhóm III (như bo, nhôm, gali) có 3 điện tử thuộc lớp ngoài thì sẽ thiếu một điện tử làm xuất hiện một lỗ trống và tạo nên một điện tích dương làm tăng tính dẫn điện của tinh thể. Lớp bán dẫn này là lớp P (positive—dương).

- Nếu kích tạp bằng các nguyên tố thuộc nhóm V (như phốtpho,

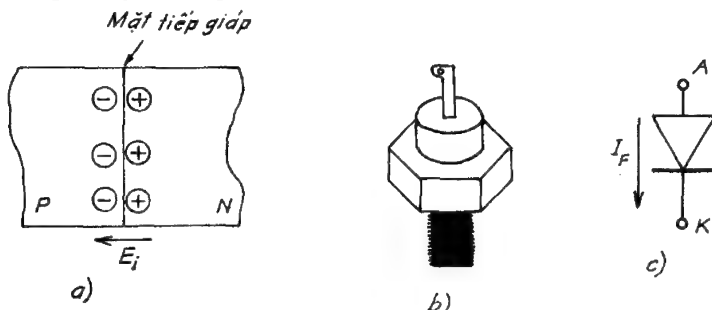
asen, antimoan...) có 5 điện tử ngoại vi làm xuất hiện các điện tử tự do bổ sung. Lớp bán dẫn này là lớp N (negative-âm).

Có nhiều công nghệ kích tạp như : khuếch tán bề mặt, kích tạp khi tạo tinh thể, epitaxi...

Mật độ nguyên tử kích tạp rất nhỏ, chỉ khoảng một phần mười triệu nguyên tử. Trong bán dẫn loại P, lỗ trống là hạt mang điện đa số, điện tử là hạt thiểu số ; còn trong bán dẫn loại N thì ngược lại.

Ở từng thời điểm, các điện tử được giải phóng bởi kích thích nhiệt và tái hợp với các lỗ trống. Tính toán xác suất cho phép xác định tuổi thọ trung bình của các điện tử, thời gian tồn tại trung bình của điện tử tự do vào khoảng vài micro giây. Khi mật độ hạt tải càng lớn thì khả năng tái hợp điện tử-lỗ trống càng lớn.

Chuyển tiếp giữa hai bán dẫn P và N của cùng một tinh thể là miền chuyển tiếp rất mỏng (chiều dày vài micron) được trình bày trên hình 2.1a. Ở lân cận mặt tiếp giáp, các điện tử và lỗ trống tái hợp với nhau đến mức chúng không tồn tại trong miền này ở trạng thái cân bằng và làm xuất hiện các ion âm ở lớp P và ion dương ở lớp N, tạo nên điện trường bên trong hướng từ N sang P. Điện trường này ngăn cản các điện tử từ N khuếch tán sang P và ngăn cản các lỗ trống từ P sang N. Vùng xuất hiện điện trường bên trong này gọi là vùng điện tích không gian hay vùng chuyển tiếp.



Hình 2.1.

a) Vùng chuyển tiếp P-N ; b) Cấu tạo bên ngoài của diode ; c) Ký hiệu diode

Khi đặt điện trường ngoài lên chuyển tiếp PN theo chiều từ miền P tới miền N, còn gọi là phân cực thuận, vùng điện tích không gian sẽ giảm đi. Nếu điện trường ngoài E lớn hơn điện trường trong E_i , vùng điện tích không

gian biến mất, các hạt tải nhanh chóng vượt qua vùng chuyển tiếp làm cho dòng điện tăng nhanh.

Khi điện trường ngoài E có chiều cùng với E_i , nghĩa là theo chiều từ N đến P, đẩy các điện tích xa vùng chuyển tiếp, dòng điện giảm bằng không. Đây là hiện tượng phân cực ngược của diôt.

Khi tiếp tục tăng điện áp phân cực ngược, có thể xuất hiện hai hiệu ứng :

1. *Hiệu ứng thác* : Khi điện trường phân cực ngược đủ lớn, một điện tử tự do có năng lượng đủ lớn để tách một điện tử ngoại vi của nguyên tử silic khi chúng va chạm, khi đó thu được hai điện tử tự do. Đến lượt nó các điện tử tự do này sẽ giải phóng hai điện tử khác. Quá trình cứ thế tiếp tục làm dòng điện tăng nhanh và xảy ra hiện tượng thác điện tử.

2. *Hiệu ứng Zener* : Xuất hiện khi điện trường ngoài đủ mạnh để giải phóng tất cả các điện tử ngoại vi của silic, tạo nên trong khối tinh thể rất nhiều điện tử – lỗ trống làm dòng điện tăng nhanh từ N sang P.

2.2. ĐẶC TÍNH TÍNH CỦA DIÔT

Diôt công suất gồm một phiến silic kích tạp tạo nên lớp bán dẫn P nối với anôt A và lớp bán dẫn N nối với catôt K như trên hình 2.1b, còn hình 2.1c là cấu trúc bên ngoài của một diôt.

2.2.1. TRẠNG THÁI DẪN

Khi diôt phân cực thuận, nếu điện áp dương, dòng điện thuận tăng theo điện áp v theo biểu thức lý thuyết :

$$i = I_s \left(e^{\frac{q \cdot v}{kT}} - 1 \right)$$

trong đó : I_s – dòng điện bão hòa ;

q – điện tích của điện tử ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$) ;

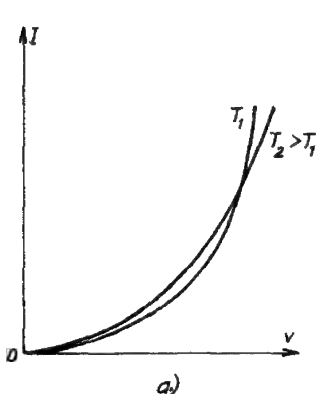
k – hằng số Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$) ;

T – nhiệt độ tuyệt đối (K).

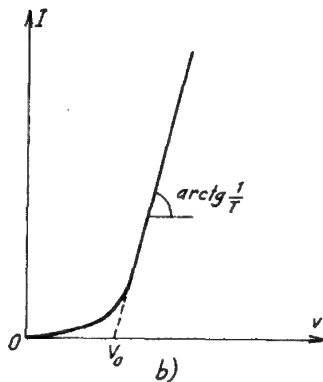
Nếu nhiệt độ tăng, kích thích nhiệt làm xuất hiện càng nhiều hạt tải và dòng điện bão hòa I_s tăng lên, nhưng hệ số q/kT rất nhỏ. Hình 2.2a trình bày sự phụ thuộc của dòng điện i với hai giá trị nhiệt độ khác nhau, $T_2 > T_1$.

Ta có thể làm gần đúng đặc tính của diôt bằng đoạn thẳng trên hình 2.2b, với ngưỡng điện áp V_0 và điện trở thuận r :

$$v = V_0 + r.i$$



Hình 2.2a. Sự phụ thuộc của dòng điện theo nhiệt độ



Hình 2.2b. Tuyến tính hóa đặc tính của diôt

Công suất tức thời trong diôt là :

$$p = v.i = V_0 i + r.i^2$$

Công suất trung bình trong một chu kỳ bằng :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \left(V_0 \int_0^T i dt + r \int_0^T i^2 dt \right) = V_0 I_{tb} + r.I^2$$

trong đó : $\frac{1}{T} \int_0^T i dt = I_{tb}$ là dòng điện trung bình ;

$\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt = I^2$ là dòng điện hiệu dụng ;

$r I^2$ là công suất tiêu tán khi diôt dẫn điện.

Để tính toán bảo vệ linh kiện điện tử công suất, ta xác định hệ số quá tải I^2t .

Hệ số này được xác định theo giá trị dòng điện cực đại I_m trong một nửa chu kỳ dòng hình sin T , thông thường $T = 10 \text{ ms}$.

$$I^2t = \int_0^T \left(I_m \sin \frac{\pi}{T} t \right)^2 dt = \frac{I_m^2}{2} \int_0^T \left(1 - \cos \frac{2\pi}{T} t \right) dt = \frac{1}{2} I_m^2 T$$

Khi biết I^2t hoặc I_m và T , ta có thể xác định dòng điện quá tải cực đại đối với diốt.

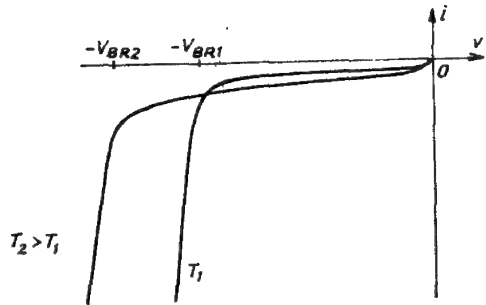
2.2.2. TRẠNG THÁI KHÓA

Khi điện áp v trở nên âm, chuyển tiếp PN bị phân cực ngược. Khi dòng điện i còn bé, có dòng điện ngược qua diốt với giá trị rất nhỏ. Khi điện áp ngược đạt tới giá trị điện áp đánh thủng V_{BR} (breakdown voltage), do hiệu ứng thác, dòng điện ngược tăng đột ngột như trên hình 2.3.

Trong vùng hiệu ứng thác, dòng bão hòa được nhân với hệ số M :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V}{V_{BR}} \right)^n}$$

n là hệ số phụ thuộc vào kích tạp và nhiệt độ. Khi nhiệt độ tăng, dòng điện ngược tăng lên vì các hạt tải tự do bị kích thích nhiệt tăng lên, điện áp đánh thủng V_{BR} tăng lên. Dòng điện ngược thường rất bé nên tổn hao công suất ở trạng thái này có thể bỏ qua.



Hình 2.3. Trạng thái khóa

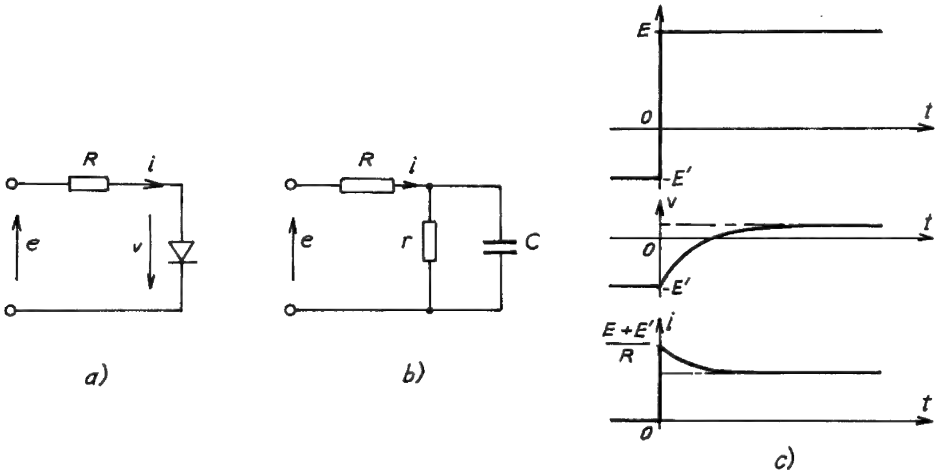
Ví dụ khi $i = 100 \text{ A}$, $v = 1,4 \text{ V}$, tổn hao công suất ở trạng thái dẫn $v.i = 150 \text{ W}$. Ở trạng thái khóa với $v = -500 \text{ V}$, $i = -10 \text{ mA}$, tổn hao ở trạng thái bị khóa $v.i = 500.10.10^{-3} = 5 \text{ W}$.

2.2.3. HIỆN TƯỢNG CHUYỂN MẠCH

Hiện tượng chuyển mạch xảy ra khi điôt chuyển tiếp nhanh từ trạng thái dẫn sang trạng thái khóa và ngược lại. Sự chuyển mạch này phụ thuộc vào đặc tính của mạch điện chứa các điôt. Quá trình chuyển mạch còn phụ thuộc đặc tính nguồn là nguồn áp hay nguồn dòng.

2.2.3.1. Chuyển mạch đóng

Khi nguồn áp e thay đổi đột ngột từ giá trị $-E$ đến E lớn hơn điện áp ngưỡng của điôt như ở hình 2.4a. Khi e âm, điôt phân cực ngược, dòng điện rất nhỏ, bằng dòng bão hòa, còn điện áp $E' = e - R.i$. Khi e trở nên dương, vùng điện tích không gian giảm bằng không. Điện áp và dòng điện được xác định theo đặc tính điôt và đường thẳng phụ tải $v = E - R.i$. Khi điện áp tăng, điôt được coi như gồm điện trở r mắc song song với tụ điện C như ở hình 2.4b. Sự biến thiên của điện áp v , dòng điện i trong quá trình chuyển mạch được cho trên hình 2.4c.



Hình 2.4. Chuyển mạch với nguồn áp

Khi nguồn dòng i chuyển từ 0 đến I với độ dốc di/dt không đổi như trên hình 2.5, ta cũng có thể sử dụng sơ đồ tương đương (hình 2.5b). Khi di/dt lớn, số lượng điện tích khuếch tán tăng nhanh làm cho điện áp thuận cũng tăng lên trước khi trở về giá trị ổn định (đường nét liền).

Khi di/dt nhỏ, ảnh hưởng điện dung của chuyển tiếp yếu đi (đường nét đứt).

Ta nhận thấy khi chuyển mạch đóng, điôt có thể được đặc trưng bằng :

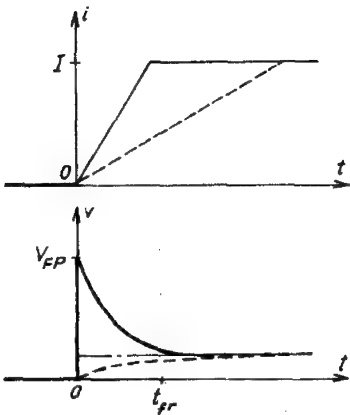
- Điện áp thuận cực đại trong khi chuyển mạch ;
- Thời gian cần thiết để làm mất quá điện áp khi đóng.

Các thông số này phụ thuộc vào dòng điện I , tốc độ di/dt và nhiệt độ.

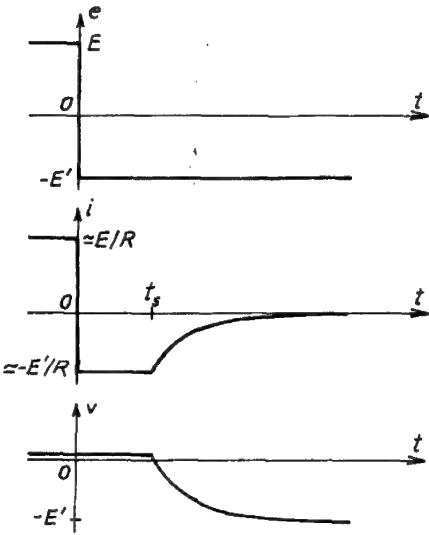
Thông thường tổn hao chuyển mạch khi đóng nhỏ hơn tổn hao chuyển mạch khi mở rất nhiều.

2.2.3.2. Chuyển mạch mở

Khi nguồn áp e đặt vào điôt qua điện trở R chuyển đột ngột từ giá trị E hoặc bằng không sang $-E$ như ở hình 2.6, trong khoảng thời gian đầu tiên, còn gọi là thời gian tích tụ t_s (storage time), điện trường tổng đẩy các hạt tải trong miền điện tích không gian



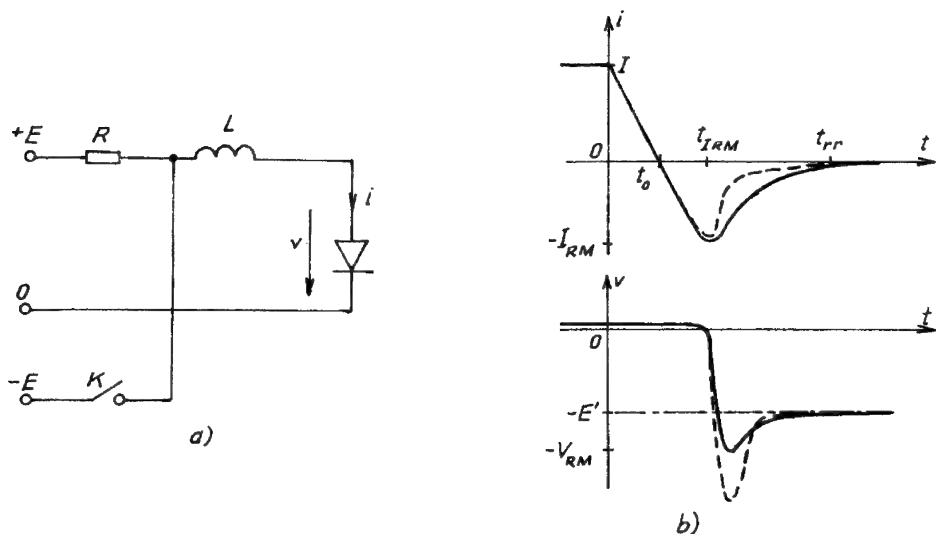
Hình 2.5. Chuyển mạch với nguồn dòng



Hình 2.6. Hình dáng dòng điện và điện áp khi chuyển mạch mở, nguồn áp

tạo nên dòng điện ngược bị hạn chế bởi R. Tuy nhiên các điện tích tích lũy ở mỗi phía của chuyển tiếp vẫn còn nhiều và điện áp v có giá trị gần bằng giá trị khi đang dẫn. Khi các điện tích tự do không còn nữa, diôt trở về trạng thái bị khóa. Các điện tích tích tụ dần dần rời vùng này làm cho dòng điện dần trở về không và điện áp tiến tới $-E$.

Khi nguồn dòng i, trong đa số bộ biến đổi sự suy giảm dòng điện bị hạn chế bởi điện cảm L như ở hình 2.7a. Dòng điện có giá trị $+E/R$ ở $t = 0$, khi đóng khóa K đặt điện áp $-E$ vào diôt qua điện cảm L. Ta nhận thấy có hai khoảng thời gian.



Hình 2.7. Chuyển mạch mở, nguồn dòng

Đầu tiên diôt bị khóa để làm mất các điện tích tự do trong miền điện tích không gian. Nhưng nếu dòng điện suy giảm nhanh, sự tái hợp điện tích ít xảy ra và ở điểm dòng điện ngược cực đại I_{RM} (peak reverse current) đạt tới giá trị gần bằng dòng điện thuận khi dẫn. Trong khoảng thời gian này điện áp v vẫn còn dương :

$$\frac{di}{dt} = \frac{(-E' - v)}{L} \approx -E'/l$$

Tiếp theo các điện tích tích tụ sẽ rời khỏi và trở về vị trí của chúng trong các lớp P và N, dòng điện sẽ tiến tới không. Việc suy giảm dòng điện dẫn tới quá điện áp ngược :

$$v' = -E' - L \cdot \frac{di}{dt}, \quad \text{với } \frac{di}{dt} > 0$$

Trị số cực đại của điện áp ngược càng lớn nếu điện cảm L càng lớn và dòng điện i trở về không nhanh.

Trên hình 2.7b đường nét liền là hình dáng i và v trong trường hợp diốt phục hồi từ từ (soft recovery), còn đường nét đứt ứng với diốt phục hồi đột ngột (snap-off). Từ đây ta có thể rút ra :

- Thời gian phục hồi ngược t_{rr} (reverse recovery time) là thời gian cần thiết để dòng điện chuyển mạch về không và điện tích phục hồi Q_R (recovered charge) là điện tích ứng với sự tồn tại của dòng điện ngược trong khoảng thời gian t_0 và t_{rr}

Ta nhận thấy t_{rr} và Q_R phụ thuộc vào :

- Cường độ dòng điện thuận trước khi chuyển mạch ;
- Tốc độ suy giảm của dòng điện thuận $-di/dt$;
- Điện áp ngược trong khi chuyển mạch ;
- Nhiệt độ của chuyển tiếp.

Trong thực tế tính chọn diốt cần tính thời gian phục hồi t_{rr} để đánh giá khả năng chuyển mạch của diốt ở một tần số cho trước :

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_R}{di/dt}}$$

và dòng điện phục hồi ngược :

$$I_{rr} = \sqrt{\frac{di}{dt} 2Q_R}$$

ở đây Q_R là điện tích tích lũy, có thể tính theo diện tích đường cong dòng điện phục hồi.

Ví dụ 2.1

Tính giá trị dòng điện ngược cực đại đối với diốt có tốc độ biến thiên của dòng điện $di/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}$ và thời gian phục hồi ngược $t_{rr} = 5 \mu\text{s}$.

Giải :

Dòng điện ngược cực đại bằng :

$$I_{rr} = \sqrt{\frac{di}{dt} 2Q_R}$$

ở đây điện tích tích lũy $Q_R = \frac{1}{2} di/dt$, $t_{rr}^2 = \frac{1}{2} \cdot 50 \cdot (5 \cdot 10^{-6})^2 = 50 \mu C$, suy ra :

$$I_{rr} = \sqrt{20 \cdot 2 \cdot 50} = 44,72 \text{ A}.$$

2.3. CÁC THÔNG SỐ ĐỊNH MỨC CỦA ĐIÔT

2.3.1. DÒNG ĐIỆN ĐỊNH MỨC (A)

Các điôt công suất thường có cánh tản nhiệt để tiêu tán nhiệt năng phát sinh khi dẫn. Dòng điện định mức được cho theo độ tăng nhiệt cho phép. Trong catalog linh kiện điôt thường cho ba trị số dòng điện định mức :

- Dòng điện trung bình;
- Dòng điện hiệu dụng;
- Dòng điện cực đại.

Khi tính chọn điôt phải đảm bảo không được vượt quá cả ba giá trị dòng điện này.

Ví dụ 2.2

Dạng sóng dòng điện qua điôt được cho trên hình 2.8. Tìm giá trị dòng điện trung bình, dòng điện hiệu dụng và dòng cực đại.

Giải :

Dòng điện định 50 A có thời gian xung 0,2 ms trong chu kỳ 1 ms, do đó :

Dòng điện trung bình :

$$I_{tb} = 50 \cdot \frac{0,2}{1} = 10 \text{ A}$$

Dòng điện hiệu dụng :

$$I = \sqrt{50^2 \cdot \frac{0,2}{1}} = 22,36 \text{ A}$$

Dòng điện cực đại : $I_m = 50 \text{ A}$.



Hình 2.8. Dạng sóng dòng điện (ví dụ 2.2)

Đôi khi trong catalog cũng cho dòng điện đỉnh và thời hạn xung cho phép. Để bảo vệ diốt và các linh kiện điện tử công suất khác, thường sử dụng cầu chì tác động nhanh. Các cầu chì này được lựa chọn theo trị số I^2t được cho trong catalog.

2.3.2. ĐIỆN ÁP NGƯỢC ĐỈNH MỨC (V)

Đối với các diốt công suất, trong catalog thường cho hai giá trị điện áp đỉnh mức :

- Điện áp ngược cực đại lặp lại V_{RM} ;
- Điện áp ngược cực đại không lặp lại : biểu thị khả năng chịu điện áp ngược do quá điện áp.

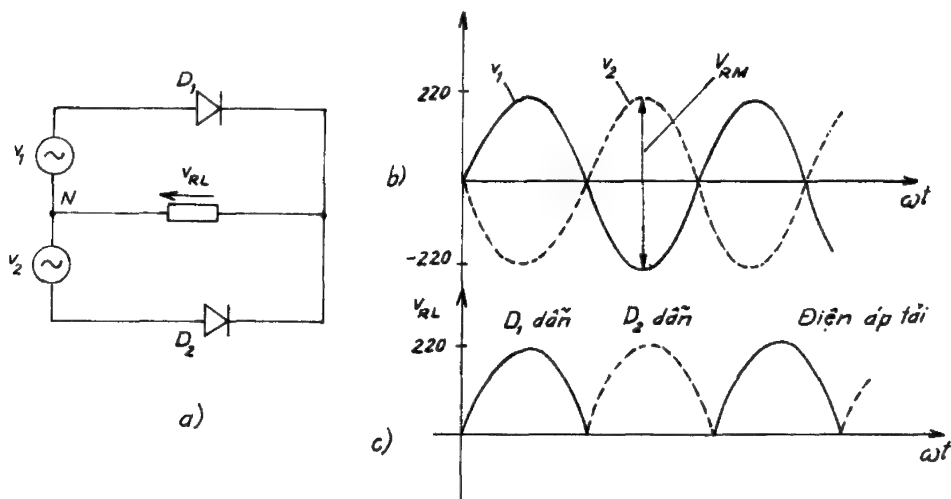
Để hiểu rõ giá trị các điện áp này, ta xét ví dụ 2.3.

Ví dụ 2.3

Hai nguồn điện áp hình sin cực đại 220 V và lệch pha 180° , cung cấp cho tải qua hai diốt D_1 và D_2 . Xác định điện áp trên các diốt, trên tải và điện áp ngược cực đại (sơ đồ ở hình 2.9a).

Giải :

Dạng sóng điện áp nguồn cho trên hình 2.9b, điện áp trên tải cho trên hình 2.9c. Khi D_1 không dẫn, D_2 dẫn, điện áp trên nó bằng không vì thế điện áp ngược đặt trên D_1 sẽ bằng hai lần điện áp nguồn cực đại, nghĩa là $220 \times 2 = 440$ V. Trong thực tế do mạch có tính chất điện cảm, điện áp ngược cực đại có thể cao hơn. Để an toàn cần chọn diốt có điện áp ngược cực đại bằng $220 \times 2 \times 1,5 = 660$ V.



Hình 2.9. Điện áp ngược

2.3.3. TỐC ĐỘ BIẾN THIÊN DÒNG ĐIỆN di/dt VÀ TỐC ĐỘ BIẾN THIÊN ĐIỆN ÁP du/dt

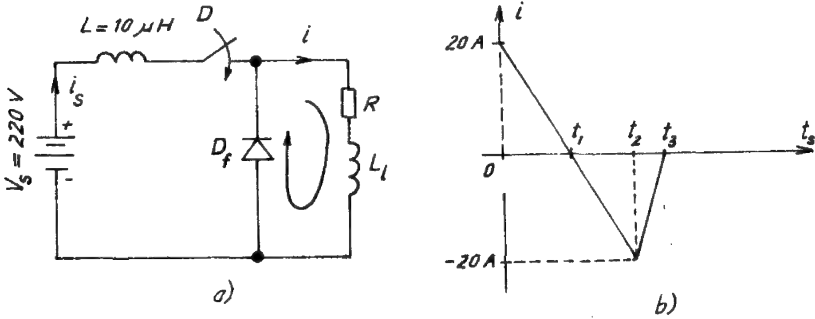
Mục 2.2 cho thấy, khi chuyển mạch từ trạng thái mở sang trạng thái khóa và ngược lại, cần khoảng thời gian phục hồi để các điện tích và dòng điện ngược trở về trạng thái cũ. Đối với các diốt làm việc ở tần số cao, thời gian phục hồi ngắn, cần đảm bảo tốc độ biến thiên dòng điện và điện áp nhỏ hơn trị số cho phép. Tốc độ biến thiên di/dt và du/dt cho phép có trong catalog của các diốt công suất.

Ví dụ 2.4

Hình 2.10 là sơ đồ khóa chuyển mạch được đóng ở thời điểm $t = 0$. Tải điện cảm, dòng điện ngược của diốt bằng 20 A, tốc độ suy giảm 10 A/ μ s.

Điện trở tải $R_L = 10 \, \Omega$, bỏ qua điện áp rơi của diôt.

- Giải thích vai trò của diôt thoát D_f .
- Vẽ dạng sóng dòng điện ngược và xác định thời gian phục hồi.
- Tính điện áp cực đại qua diôt.



Hình 2.10.

- a) Khóa chuyển mạch đơn giản có diôt thoát ;
 b) Biến thiên dòng điện ngược qua diôt thoát

Giải :

Khi diôt D dẫn, có dòng điện $I = 20 \, \text{A}$ qua tải, dòng xác lập này bằng $\frac{V_s}{R} = \frac{200}{10} = 20 \, \text{A}$ vì điện cảm ngăn mạch với dòng một chiều. Khi diôt không dẫn (khóa D mở), trong điện cảm L_l có tích lũy năng lượng từ trường bằng $\frac{1}{2} L_l I^2$. Diôt thoát D_f đóng vai trò tạo đường dẫn cho dòng điện ngược. Khi khóa đóng, ta có :

$$V = L \frac{di_s}{dt}, \text{ suy ra } \frac{di_s}{dt} = \frac{V}{L} = \frac{200}{10} = 20 \, \text{A}/\mu\text{s} .$$

Tại thời điểm diôt mở với cùng dòng điện trong mạch, suy ra :

$$\frac{di_d}{dt} = - \frac{di_s}{dt} = -20 \, \text{A}/\mu\text{s} .$$

Từ thời điểm t bằng 0 tới t_1 , dòng điện suy giảm với tốc độ $20 \, \text{A}/\mu\text{s}$ và bằng 0 tại $t_1 = 20/20 = 1 \, \mu\text{s}$. Dòng điện ngược bắt đầu từ thời điểm t_1 và đạt tới 20 A ở t_2 . Từ điểm này tốc độ biến thiên của dòng điện không đổi.

$$t_2 - t_1 = \frac{20 \text{ A}}{20 \text{ A}/\mu\text{s}} = 1 \mu\text{s}.$$

Từ t_2 đến t_3 , dòng điện giảm tới không với tốc độ $20 \text{ A}/\mu\text{s}$, suy ra :

$$t_3 - t_2 = \frac{20}{10 \text{ A}/\mu\text{s}} = 2 \mu\text{s}.$$

Thời gian phục hồi dòng điện ngược :

$$t_{rr} = t_3 - t_1 = (1 + 2 + 1) - 1 = 3 \mu\text{s}.$$

Khi điốt khóa sẽ chịu điện áp cực đại bằng :

$$V_D = -V + L \cdot \frac{di_s}{dt} = -200 + (10 \cdot 10^{-6}) (-20 \cdot 10^6) = -400 \text{ V}.$$

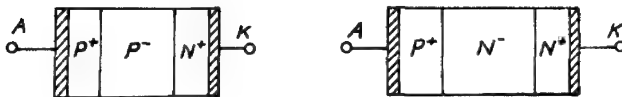
Hình 2.10b biểu diễn dòng điện qua điốt thoát khi dẫn dòng điện ngược.

2.4. MỘT SỐ ĐIÔT ĐẶC BIỆT

2.4.1. ĐIÔT CAO ÁP

Để tăng điện áp ngược cho phép, cần có các lớp P và N dày hơn và ít kích tạp hơn nhằm giảm xác suất va chạm giữa các điện tử. Nhưng giảm kích tạp làm tăng điện trở suất. Với một tiết diện cho trước, tăng điện trở suất làm giảm dòng điện thuận cho phép.

Người ta sử dụng các điốt khuếch tán kép. Điốt này gồm một lớp giữa dày và kích tạp ít (lớp P^- hoặc N^-) cho phép chịu đựng điện áp ngược cao. Hai lớp ngoài kích tạp nhiều (P^+ hoặc N^+) cho dòng điện lớn qua. Lớp giữa có thể là bán dẫn P hoặc N, do vậy người ta có thể thực hiện các điốt $P^+P^-N^+$ hoặc $P^+N^-N^+$ như ở hình 2.11.



Hình 2.11. Điốt cao áp

2.4.2. ĐİOT THÁC CÓ ĐIỀU KHIỂN

Một số diôt được chế tạo có thể chịu đựng hiệu ứng thác lặp lại trong khoảng thời gian ngắn mà không bị hư hỏng. Đặc trưng cho loại diôt này, ngoài điện áp đánh thủng còn có dòng điện ngược ứng với công suất tiêu tán cực đại.

2.4.3. ĐİOT NHANH

Các diôt làm việc ở tần số cao phải có điện tích phục hồi Q_R nhỏ, bởi vì tổn hao chuyển mạch tỷ lệ với điện tích này.

Để giảm Q_R cần phải giảm thời gian tồn tại của các hạt tải thiểu số làm tăng số điện tích tái hợp khi dòng điện giảm. Để làm việc này người ta sử dụng kích tạp vàng. Tuy nhiên kích tạp vàng này có nhược điểm là làm tăng điện trở suất và điện áp rơi ở trạng thái dẫn.

Ta cũng có thể làm giảm Q_R bằng cách thực hiện một miền giữa mỏng hơn để các hạt tải thoát nhanh hơn. Tuy nhiên điều này làm giảm khả năng chịu điện áp ngược.

Lưu ý rằng chiều dày miền giữa giảm đi cũng làm giảm quá điện áp và thời gian xác lập.

2.4.4. ĐİOT CÓ ĐIỆN ÁP RƠI NHỎ

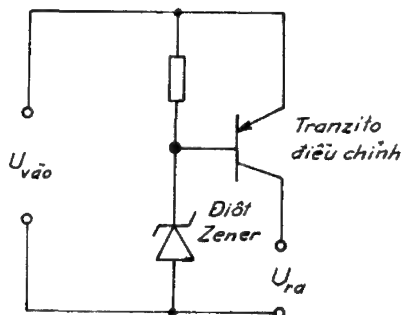
Đối với các diôt bán dẫn có lớp chuyển tiếp P-N, điện áp rơi liên quan đến điện trở suất của chất bán dẫn. Ta có thể làm giảm điện áp rơi bằng cách thực hiện chuyển tiếp epitaxi kết hợp với điều khiển chính xác việc kích tạp bên trong mỗi lớp. Khi đó có thể tạo nên điện áp rơi 0,8 đến 1 V ở dòng điện thuận định mức.

Diôt Schottky sử dụng tính chất của tiếp xúc kim loại-bán dẫn, ở đó xuất hiện hàng rào thế như trong một chuyển tiếp P-N, nhưng ngưỡng dẫn nhỏ hơn ngưỡng của chuyển tiếp P-N nhiều. Hơn nữa dòng điện chỉ do các hạt tải đa số làm cho thời gian chuyển mạch rất ngắn, bởi vì không có hạt tải thiểu số. Tuy nhiên các diôt này chỉ được sử dụng ở điện áp thấp (dưới 75 V).

2.4.5. DIÔT ZENER

Hiệu ứng Zener làm cho đặc tính $u(i)$ của diôt bằng phẳng, nghĩa là điện áp trên nó là hằng số không phụ thuộc vào dòng điện, vì thế diôt Zener được sử dụng để ổn áp, tạo nên điện áp chuẩn. Tuy nhiên khả năng ổn định của diôt Zener phụ thuộc vào nhiệt độ và tải.

Hình 2.12 trình bày sơ đồ sử dụng diôt Zener để ổn định điện áp nguồn. Trong điều kiện làm việc bình thường tranzito sẽ dẫn và truyền công suất tới mạch tải. Công suất ra phụ thuộc vào dòng bazơ của tranzito. Điện áp ra được ổn định nhờ diôt Zener. Tuy nhiên nếu dòng bazơ quá lớn, điện áp trên diôt Zener vượt quá ngưỡng ổn định của nó.



Hình 2.12. Ổn định điện áp tải nhờ diôt Zener

2.4.6. DIÔT QUANG

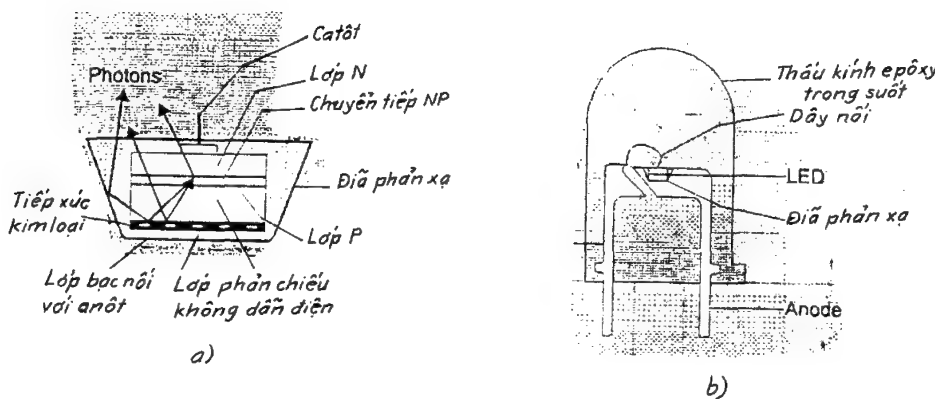
Một số vật liệu bán dẫn Si, Ge (vùng ánh sáng nhìn thấy và hồng ngoại gần) và GaAs, InAs, InSb, HgCdTe (vùng hồng ngoại) năng lượng giải phóng do tái hợp điện tử–lỗ trống ở gần chuyển tiếp P–N của diôt làm phát sinh các photon, thay vì phát xạ photon bằng kích thích nhiệt. Dưới tác dụng của quang thông với phổ màu thích hợp, diôt quang (còn gọi là photodiôt) sẽ chuyển từ trạng thái bị khóa sang trạng thái dẫn. Diôt quang chủ yếu được sử dụng trong kỹ thuật cảm biến.

2.4.7. DIÔT PHÁT QUANG LED (LIGHT-EMITTING DIODE)

Phần cốt lõi của LED là tinh thể bán dẫn tạo nên miền chuyển tiếp P–N. Khi đặt một điện áp nhỏ lên mặt chuyển tiếp sẽ hình thành các điện tích di động chạy qua và biến đổi năng lượng dư thành ánh sáng. Năng

lượng giải phóng do tái hợp điện tử–lỗ trống sẽ phát sinh các photon. Bước sóng của bức xạ này, nghĩa là màu sắc phát ra của LED phụ thuộc vào vật liệu chế tạo lớp tiếp giáp. Lớp chuyển tiếp P–N được đặt trong đĩa phản xạ, phía trên là thấu kính epoxy trong suốt (hình 2.13).

LED có tuổi thọ cao, khoảng 100.000 giờ, hiệu quả ánh sáng 17 đến 23 lm/W, cao hơn hiệu quả của đèn sợi đốt nhưng kém xa hiệu quả ánh sáng của đèn phóng điện.



Hình 2.13. Cấu tạo của LED

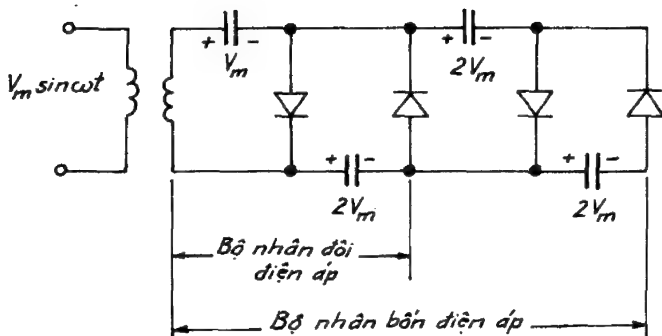
2.5. CÁC ỨNG DỤNG ĐIỆN HÌNH CỦA ĐIỐT CÔNG SUẤT

2.5.1. CHỈNH LƯU

Do đặc tính của điốt chỉ dẫn điện một chiều khi điện áp U_{AK} dương, do vậy các điốt thường được sử dụng trong các mạch chỉnh lưu có điện áp tới kilôvôn, dòng điện hàng nghìn ampe. Chi tiết về các bộ chỉnh lưu xin xem Chương 6, 7, 8.

2.5.2. BỘ NHÂN ĐIỆN ÁP

Để tạo nên điện áp cao, có thể phối hợp mắc điốt và các tụ điện để nhân đôi, nhân bốn, nhân tám... điện áp nguồn. Các tụ điện được nạp đến giá trị điện áp cực đại. Sơ đồ bộ nhân điện áp được cho trên hình 2.14.



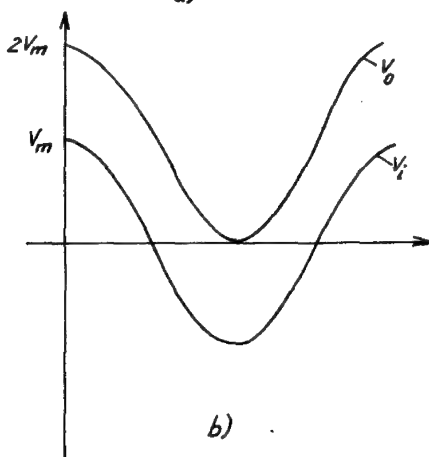
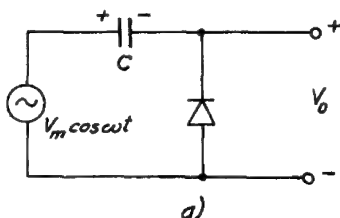
Hình 2.14. Bộ nhân điện áp

2.5.3. BỘ GHIM ĐIỆN ÁP

Bộ ghim điện áp có sơ đồ ở hình 2.15a. Xung điện áp âm nạp tụ điện tới điện áp định mức. Sau khi nạp đầy tụ không thể phóng vì bị diôt làm hở mạch. Kết quả nhận được điện áp ra bị ghim giữa 0 và $2V_m$ theo quy luật :

$$V_0 = V_m + V_i = V_m(1 + \sin \omega t)$$

Hình 2.15b biểu diễn dạng sóng điện áp vào V_i và điện áp ra V_0 .



Hình 2.15. Bộ ghim điện áp

2.6. CATALOG LỰA CHỌN ĐIÔT CÔNG SUẤT

Các hãng chế tạo linh kiện điện tử công suất cho các catalog hướng dẫn lựa chọn các điôt chủ yếu dựa vào dòng điện cho phép và điện áp ngược cho phép.

Ngoài ra còn cho hướng dẫn chi tiết và các đặc tính động cũng như quán tính nhiệt của các điôt. Chi tiết hơn xin xem Phụ lục 1.

Ví dụ 2.5

Dòng trung bình của chỉnh lưu một nửa chu kỳ qua một điôt là 20 A (hình 2.16). Điện áp rơi khi điôt dẫn là $u_0 + r.i$ với $u_0 = 0,7$ V, $r = 0,02$ Ω .

Tính tổn hao công suất ở dòng điện này.

Giải :

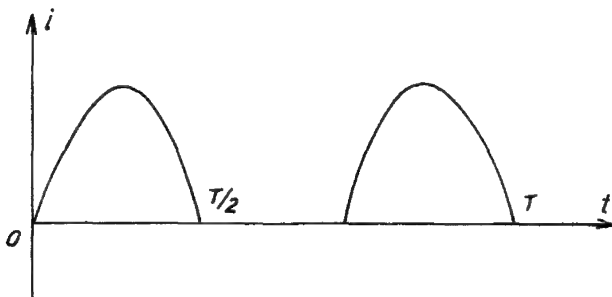
Đối với chỉnh lưu một nửa chu kỳ, dòng điện cực đại :

$$I_m = \pi I_{tb} = 3,14 \cdot 20 = 62,8 \text{ A.}$$

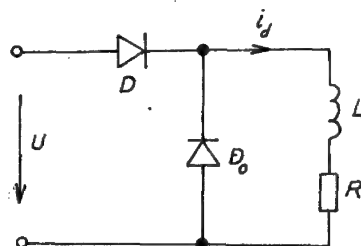
Dòng hiệu dụng : $I = I_m/\sqrt{2} = 31,4 \text{ A.}$

Tổn hao công suất trên điôt khi dẫn là :

$$P = u_0 I_{tb} + r.I^2 = 0,7 \cdot 20 + 0,02 \cdot 31,4^2 = 33,74 \text{ W.}$$



Hình 2.16



Hình 2.17

Ví dụ 2.6

Mạch chỉnh lưu điôt (hình 2.17) với $U_m = 110\sqrt{2}$ V, $R = 4$ Ω , $L = 0,12$ H. Tìm biểu thức dòng i_d ?

Giải :

Ở nửa chu kỳ đầu điôt D dẫn còn D_0 khóa dòng qua tải R-L.

Khi $0 < \omega t \leq \pi$ ta có :

$$i_d = i_D = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + A_1 e^{-\omega t/Q}$$

$$\text{với } Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}, \quad Q = \frac{X_L}{R}.$$

Ở nửa chu kỳ sau dòng suy giảm theo hàm số mũ do năng lượng tích lũy trong điện cảm phóng qua diốt thoát D_0 :

$$i_d = i_{D_0} = A_2 e^{\frac{-\theta - \pi}{Q}}$$

Xác định A_1 và A_2 theo điều kiện liên tục của dòng qua điện cảm :

$$i_D(0) = i_{D_0}(2\pi) \quad \text{và} \quad i_D(\pi) = i_{D_0}(\pi),$$

nghĩa là :

$$-\frac{U_m}{Z} \sin \varphi + A_1 = A_2 e^{-\pi/Q}$$

$$\frac{U_m}{Z} \sin(\pi - \varphi) + A_1 e^{-\pi/Q} = A_2$$

Cộng hai phương trình trên ta được $A_1 = A_2$, từ đó suy ra :

$$A_1 = A_2 = \frac{U_m}{Z} \sin \varphi \frac{1 + e^{-\pi/Q}}{1 - e^{-2\pi/Q}}$$

$$i_D = \frac{U_m}{R} \frac{1}{1 + Q} \left(\sin \omega t - Q \cos \omega t + \frac{Q}{1 - e^{-\pi/Q}} e^{-\omega t/Q} \right)$$

$$i_{D_0} = \frac{U_m}{R} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \cdot \frac{e^{-\omega t/Q}}{1 - e^{-\pi/Q}}$$

$$\text{Thay số có : } Q = \frac{100\pi \cdot 0,12}{4} = 9,425, \quad Z = 37,7 \, \Omega,$$

$$\varphi = \arctg 9,425 = 83^\circ 55'.$$

$$A = 14,4$$

$$i_D = 4,126 \sin(\theta - 83^\circ 55') + 14,4 e^{-100\pi t/9,425}$$

$$i_{D_0} = 14,4 e^{-(\omega t - \pi)/9,425}$$

Chương 3

TIRISTO, GTO VÀ TRIAC

Tiristo (tiếng Anh Thyristor hoặc SCR (Silicon Controlled Rectifier) là linh kiện điện tử công suất có điều khiển do phòng thí nghiệm Bell Telephone sáng chế, tên gọi thyristor có liên quan đến đèn ba cực có khí thyatron. Là linh kiện điện tử công suất chủ yếu và tạo nên bước phát triển nhảy vọt trong kỹ thuật điện tử công suất. Có thể phân tiristo thành bốn kiểu chính :

- Chỉnh lưu silic có điều khiển SCR ;
- Tiristo khóa bằng cực điều khiển GTO (Gate Turn-Off Thyristor) ;
- Tiristo điều khiển bằng MOS MCT (MOS-Controlled Thyristor) ;
- Tiristo cảm ứng tĩnh SITH (Static Induction Thyristor).

Chương này trình bày cấu trúc, các đặc tính tĩnh, động, các thông số đặc trưng, yêu cầu kích mở của các loại tiristo, cuối cùng trình bày hướng dẫn lựa chọn chúng. Các linh kiện MCT, SID sẽ được giới thiệu trong Chương 5.

3.1. CẤU TẠO CỦA TIRISTO

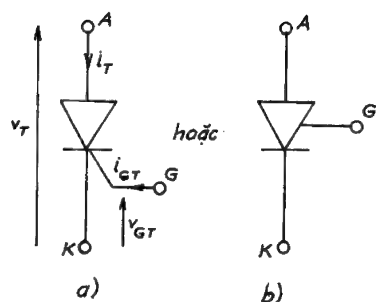
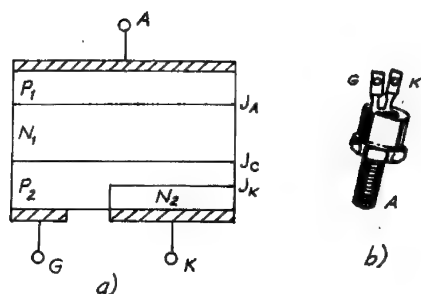
Tiristo là linh kiện gồm bốn lớp bán dẫn PNPN liên tiếp (hình 3.1a) và hình dáng bên ngoài (hình 3.1b), tạo nên ba cực : anôt A, catôt K, và cực điều khiển G (Gate).

Về lý thuyết có hai loại tiristo :

- Tiristo kiểu N hay tiristo có cực điều khiển G nối với vùng N gần anôt, có ký hiệu trên hình 3.2a.

- Tiristo kiểu P hay tiristo có cực điều khiển G nối với vùng P gần catôt, có ký hiệu trên hình 3.2b.

Thực tế thường gặp tiristo kiểu N.



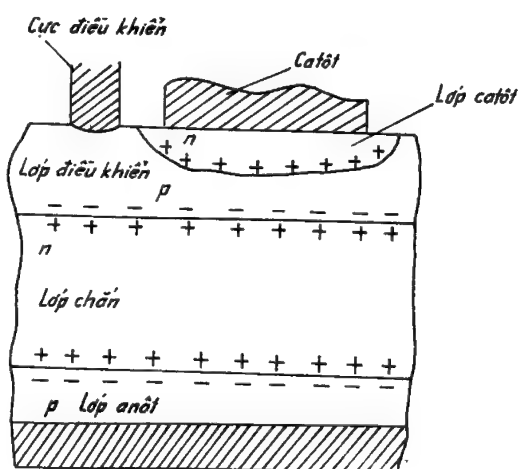
Hình 3.1.

a) Cấu tạo tiristo ; b) Hình dáng bên ngoài ; **Hình 3.2.** Ký hiệu tiristo

Về cấu trúc, tiristo được tạo nên từ một đĩa silic đơn tinh thể loại N có điện trở suất rất cao. Trên lớp đệm bán dẫn loại P có cực điều khiển bằng dây nhôm. Các chuyển tiếp được tạo nên nhờ kỹ thuật bay hơi của gali. Lớp tiếp xúc giữa anôt và catôt làm bằng đĩa môlipden, hay tungsten có điểm nóng chảy gần bằng silic. Cấu tạo dạng đĩa để dễ tản nhiệt.

Để giải thích sự làm việc của tiristo, ta hãy xét chi tiết các lớp bán dẫn bên trong tiristo (hình 3.3).

a) Lớp catôt là bán dẫn loại dẫn bình thường N rất mỏng ($10 \div 100 \mu\text{m}$), có mật độ điện tử rất cao, $\approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, do vậy khi dòng điện thuận qua sẽ tạo nhiều điện tử ở lớp điều khiển.



Hình 3.3. Chi tiết mặt cắt tiristo

Lớp catôt có dòng điện ngược lớn nhưng chỉ chịu được điện áp ngược thấp vì chiều dày bé.

b) Lớp điều khiển là bán dẫn loại P rất mỏng, cỡ $10\text{ }\mu\text{m}$, có mật độ điện tử trung bình, do vậy hầu hết các điện tử xuất phát từ catôt đều tới được lớp điều khiển.

c) Lớp chắn là lớp bán dẫn loại N dày nhất, có mật độ điện tử thấp nhất, do đó có dòng điện ngược (dòng điện rò) nhỏ và chịu được điện áp ngược lớn.

d) Lớp anôt là bán dẫn loại P có chiều dày và mật độ trung bình. Lớp sắt vò anôt có mật độ điện tích rất cao làm giảm điện trở thuận. Lớp anôt có dòng điện ngược nhỏ và chịu gần như toàn bộ điện áp ngược đặt lên tiristo .

Lớp chắn càng dày càng chịu được điện áp ngược lớn, nhưng tần số chuyển mạch sẽ giảm bởi vì điện tích tích lũy khi dẫn sẽ nhiều hơn.

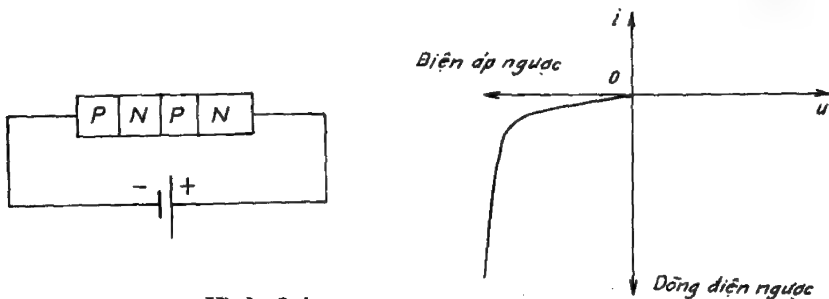
Tiristo 300 A, 200 V có lớp silic đường kính 30 mm, dày 0,7 mm.

3.2. SỰ HOẠT ĐỘNG CỦA TIRISTO

Để nghiên cứu sự làm việc của tiristo, ta xét riêng rẽ hai trường hợp sau.

3.2.1. TIRISTO PHÂN CỰC NGƯỢC

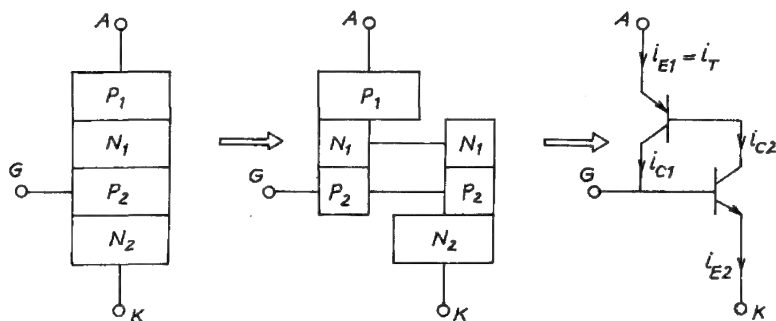
Tiristo làm việc như một điôt phân cực ngược (hình 3.4) và chỉ cho dòng điện rò vài miliampe chạy qua. Ở giá trị điện áp ngược khoảng từ 100 V đến 3000 V, tùy theo loại tiristo, năng lượng điện tử thiểu số trong vùng P_2 đủ lớn gây hiệu ứng thác làm dòng điện tăng đột ngột, tiristo bị đánh thủng.



Hình 3.4. Tiristo phân cực ngược
a) Sơ đồ ; b) Đặc tính vôn - ampe

3.2.2. TIRISTO PHÂN CỰC THUẬN

Điện áp anốt và catốt dương. Để giải thích sự hoạt động của tiristo ta xem cấu trúc bán dẫn PNPN như gồm hai tranzito mà bazơ của tranzito này nối với côlectơ của tranzito kia như ở hình 3.5.



Hình 3.5. Sơ đồ tương đương của tiristo

Tranzito đầu tiên là loại PNP. Dòng điện côlectơ được xác định theo biểu thức :

$$I_{c1} = I_{c01} + \alpha_1 I_A \quad (3.1)$$

ở đây I_{c01} là dòng điện rò, α_1 là hệ số khuếch đại dòng điện của tranzito T_1 .

Tương tự đối với tranzito T_2 là loại NPN, ta có :

$$I_{c2} = I_{c02} + \alpha_2 I_A \quad (3.2)$$

I_{c02} là dòng điện rò ; α_2 là hệ số khuếch đại dòng điện của tranzito T_2 .

Dòng điện tổng chạy qua tiristo là :

$$I_A = (\alpha_1 + \alpha_2) I_A + I_{c01} + I_{c02} \quad (3.3)$$

Đặt $I_{c0} = I_{c01} + I_{c02}$ là dòng điện rò tổng qua tiristo, ta có :

$$I_A = \frac{I_{c0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (3.4)$$

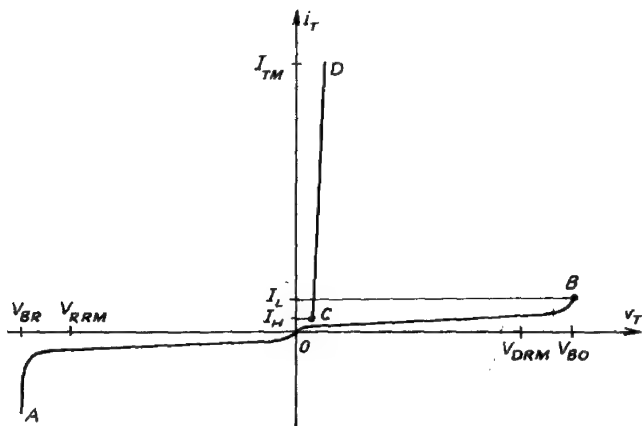
Để tăng I_A , nghĩa là để "mồi" hay "khởi động", "mở" tiristo, cần cho biểu thức mẫu số của I_A tiến tới không.

Như vậy khi phân cực thuận, đầu tiên $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$, tiristo vẫn tiếp tục bị khóa, dòng điện I_A bằng dòng điện rò.

Khi $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, mẫu số tiến tới không, dòng I_A tăng đột ngột, tiristo được mỗi và trở nên dẫn điện tương tự như diốt phân cực thuận.

Một trong những tính chất cơ bản của tranzito silic là hệ số khuếch đại dòng điện tăng theo dòng êmitơ. Có hai khả năng mỗi tiristo :

a) *Tăng điện áp thuận* : Bằng cách tăng dần điện áp thuận, điện áp trên các lớp chuyển tiếp tăng lên các điện tích được tăng thêm năng lượng, tạo nên hiện tượng va chạm dây chuyển làm cho tiristo trở nên dẫn điện. Trị số điện áp U_B tại đó tiristo trở nên dẫn điện gọi là điện áp mở (hình 3.6).



Hình 3.6. Mỗi tiristo bằng cách tăng điện áp thuận

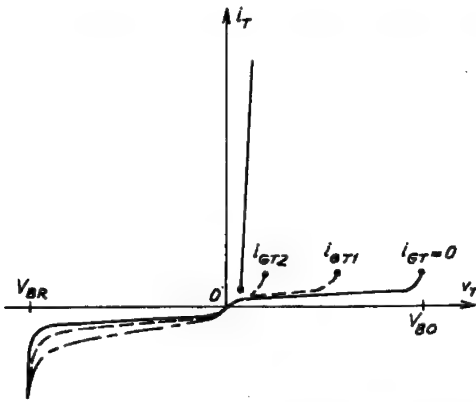
b) *Mỗi xung vào cực điều khiển G*

Nếu đưa dòng điều khiển có cực tính dương so với catốt thì tiristo được mỗi với điện áp thuận nhỏ hơn (hình 3.7).

Khi tăng dòng điện điều khiển I_g , các điểm khởi động của tiristo lùi về bên trái ứng với điện áp thuận nhỏ hơn. Khi I_g đạt tới giá trị đủ lớn thì ngay lập tức tiristo được mỗi.

Khi tiristo đã được mỗi, nghĩa là chuyển sang trạng thái dẫn thì cực điều khiển G không còn tác dụng. Tiristo chỉ trở lại trạng thái bị khóa nếu

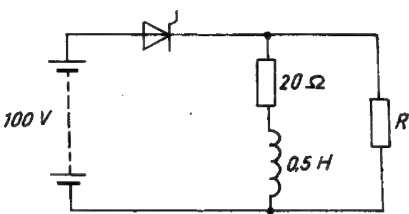
dòng I_A nhỏ hơn một trị số gọi là dòng điện duy trì I_H (holding current) và cần một khoảng thời gian đủ để lớp điều khiển phục hồi lại trạng thái ban đầu. Nói khác đi, để khóa được tiristo mạch ngoài phải triệt tiêu được dòng điện ngược.



Hình 3.7. Môi tiristo bằng xung điều khiển

Ví dụ 3.1

Tiristo trên hình 3.8 có dòng điện mỗi 50 mA và được mỗi bằng xung rộng 50 μ s. Chứng minh rằng nếu không có điện trở R thì tiristo không chuyển sang trạng thái dẫn khi xung môi đã kết thúc. Tính R cực đại để đảm bảo môi. Bỏ qua sụt áp trên tiristo.



Hình 3.8

Giải :

Khi không có R, dòng điện qua tiristo tăng theo quy luật :

$$i = I (1 - e^{-t/T}) ,$$

trong đó $I = \frac{100}{20} = 5 \text{ A}.$

Hằng số thời gian $T = \frac{L}{R} = \frac{0,5}{20} = 0,025 \text{ s}.$ Tại thời điểm $t = 50 \mu$ s

có $i = 10 \text{ mA}.$ Vì 50μ s $\ll T,$ có thể coi ban đầu $\frac{di}{dt} = \frac{100}{0,5}$ không đổi

trong khoảng thời gian $50 \mu s$, do vậy dòng điện $i = 10 \text{ mA}$. Cuối thời điểm $50 \mu s$, dòng điện vẫn chỉ bằng 10 mA chưa đủ mỗi tiristo, nghĩa là còn thiếu $(50 - 10) \text{ mA}$.

Khi có điện trở R sẽ có ngay dòng điện bằng $\frac{100}{R}$. Điện trở lớn nhất cần thiết để đảm bảo mỗi là :

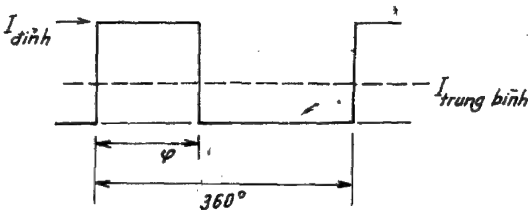
$$R_{\max} = \frac{500}{(50 - 10).10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

Ví dụ 3.2

Đối với một tiristo cho trước, nhà chế tạo cho tổn hao công suất 400 W với dạng sóng chữ nhật có chiều rộng biến thiên như ở hình 3.9.

Dòng điện trung bình, A	138	170	196	218	250	305
Chiều rộng tính theo độ	30	60	90	120	180	360

Tính trị số hiệu dụng của dòng điện trong từng trường hợp.



Hình 3.9

Giải :

Dòng điện hiệu dụng:

$$I_{hd} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^\varphi I^2 d\varphi \right)^{1/2} = I \left(\frac{\varphi}{2\pi} \right)^{1/2}$$

$$\text{Dòng điện trung bình } I_{tb} = I \cdot \frac{\varphi}{2\pi}$$

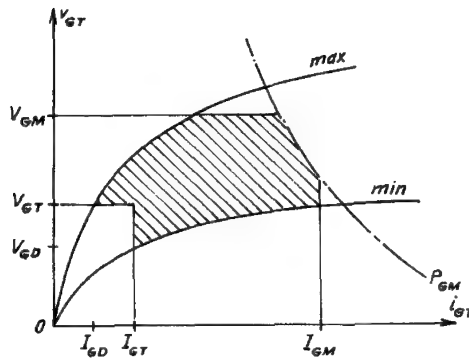
Kết quả ta được :

φ (độ)	30	60	90	120	180	360
I_{tb} (A)	138	170	196	218	250	305
I_{dinh} (A)	1656	1020	784	654	500	305
$I_{hiệu dụng}$ (A)	478	416	392	377	354	305

Để chọn tiristo nên lấy theo dòng điện hiệu dụng, tuy nhiên trong nhiều trường hợp cần lưu ý cả dạng sóng dòng điện.

3.3. ĐẶC TÍNH ĐIỀU KHIỂN

Đặc tính điều khiển cho quan hệ giữa điện áp điều khiển V_{GT} theo dòng điện điều khiển i_{GT} có dạng giống như ở diôt (hình 3.10).



Hình 3.10. Đặc tính điều khiển của tiristo

Đối với các tiristo cùng một xêri, do sự phân tán của các đặc trưng trong các miền P_2 và N_2 , các đặc tính này tạo nên một miền giữa các giới hạn max và min của điện trở.

Trên đặc tính điều khiển miền gạch chéo đảm bảo tiristo được nối chắc chắn. Đường nét đứt là đường giới hạn công suất điều khiển ($V_{GT} \cdot I_{GM}$) cực đại.

V_{GM} - giới hạn điện áp điều khiển cực đại.

I_{GM} - giới hạn dòng điện điều khiển cực đại.

I_{GT} - dòng điện điều khiển nhỏ nhất ở nhiệt độ bất kỳ.

V_{GT} - điện áp điều khiển nhỏ nhất ở nhiệt độ bất kỳ.

Đặc tính dòng-áp của tiristo ở trạng thái dẫn có thể được làm gần đúng bằng đoạn thẳng :

$$V_T = V_0 + r \cdot i_T \quad (3.5)$$

khi nhiệt độ tăng thì r tăng còn V_0 giảm.

Hệ số quá tải I_T^2 của tiristo được xác định giống như ở diôt và bằng $\frac{1}{2} I_T^2 T$, trong đó I_T là dòng quá tải cực đại.

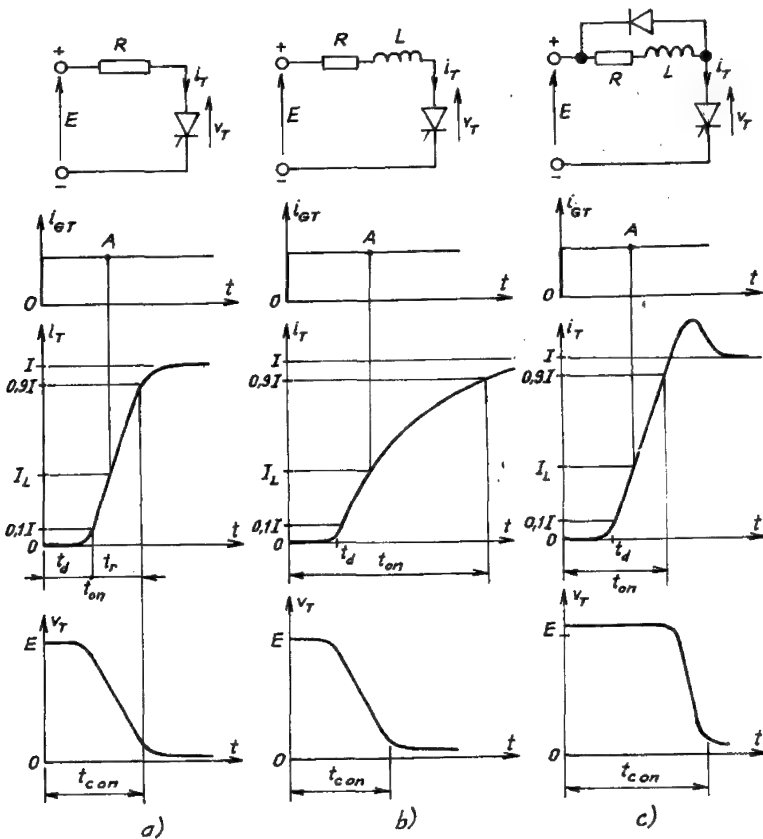
3.4. ĐẶC TÍNH ĐỘNG

3.4.1. CHUYỂN MẠCH ĐÓNG

Khi điện áp V_T dương và gửi xung dòng điện tới cực điều khiển G đủ để mỗi tiristo. Thời gian tăng trưởng dòng điện t_{on} bằng tổng của :

- Thời gian trễ t_d tương ứng với dòng điện bằng $0,1I$ chưa đủ để tạo hiệu ứng thác.
- Thời gian tăng t_r tương ứng với dòng điện bằng $0,9I$.

Trên hình 3.11 ta nhận thấy thời gian t_r phụ thuộc vào tính chất phụ tải.



Hình 3.11. Thời gian tăng trưởng dòng điện i_T .

Trên hình 3.11a ứng với tải thuần trở. Vì $V_T = E - R \cdot i_T$, độ giảm của V_T phụ thuộc vào độ tăng của i_T . Thời gian chuyển mạch bằng t_{on} .

Trên hình 3.11b ứng với tải RL. Điện cảm làm chậm sự tăng dòng điện sau khi điện áp v_T giảm đi. Thời gian chuyển mạch t_{con} nhỏ hơn t_{on} .

Trên hình 3.11c ứng với mạch bộ băm nối tiếp. Điện áp v_T chỉ có thể giảm sau khi dòng điện tăng lên và luôn tồn tại điểm phục hồi dòng điện. Trong trường hợp này t_{con} lớn hơn t_{on} .

Nói chung thời gian chuyển mạch đóng rất nhỏ so với thời gian khóa tiristo và không liên quan đến thời gian tăng t_r .

Khi i_T vượt quá giá trị dòng điện I_L (ứng với điểm A) có thể bỏ nguồn nuôi cực điều khiển. Khi tải điện cảm, i_T tăng chậm, đòi hỏi thời hạn xung phải dài hơn thời hạn xung của tải thuần trở.

3.4.2. HẠN CHẾ TỐC ĐỘ TĂNG DÒNG ĐIỆN di/dt

Hiện tượng thác là nguồn gốc chuyển tiristo từ trạng thái khóa sang dẫn. Trước khi xảy ra hiện tượng thác, trên toàn lớp điều khiển đã có hiện tượng thác cục bộ với tốc độ khoảng phần mười milimet trong một micro giây. Nếu dòng i_T tăng nhanh, mật độ dòng điện trong silic ở chỗ xuất hiện thác có nguy cơ vượt quá giới hạn cho phép làm hư hỏng linh kiện. Các nhà chế tạo thực hiện cực điều khiển có dạng phân nhánh để cho các thác cục bộ nhanh chóng khuếch tán ra toàn lớp điều khiển. Vì thế ta có các lưới điều khiển cho phép tốc độ tăng trưởng dòng điện đạt tới 2000 A/ μ s. Hình 3.12 trình bày hình dáng cực điều khiển dạng lưới.

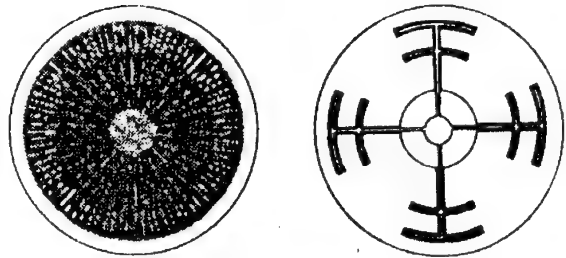
Đối với mỗi loại tiristo cần cho giới hạn cho phép của di/dt .

Nếu điện cảm của mạch tải không đủ để giới hạn tốc độ tăng dòng điện, cần phải bảo vệ linh kiện bằng cách mắc nối tiếp một điện cảm với nó.

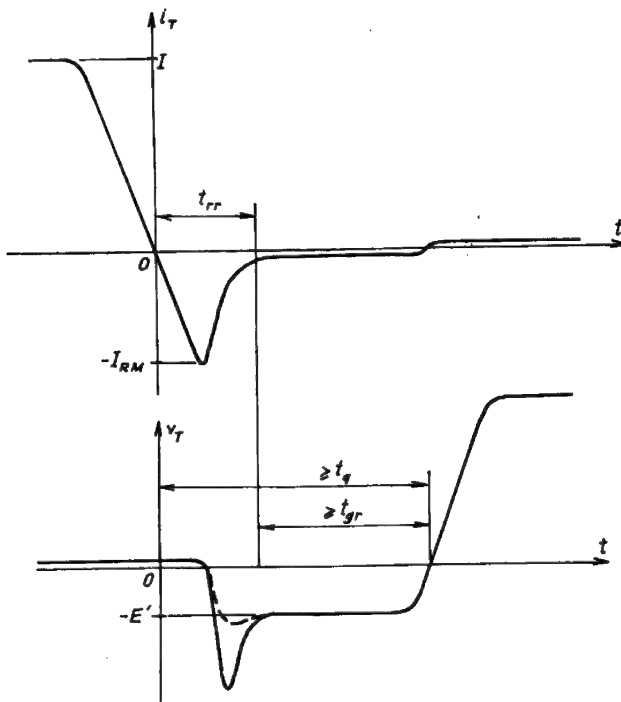
Khi sử dụng dòng điều khiển lớn, trong một số điều kiện hoạt động, các bộ nghịch lưu tiristo có thể làm việc tin cậy với tốc độ dòng điện tới 20.000 A/ μ s.

3.5. KHÓA TIRISTO

Tiristo chỉ bị khóa khi triệt tiêu hiện tượng thác, nghĩa là phải đưa dòng điện dưới mức dòng duy trì I_H . Trong mạch xoay chiều việc khóa được thực hiện khi dòng điện qua tri số không (chuyển mạch tự nhiên) hoặc chuyển dòng sang nhánh khác dưới tác động của nguồn (chuyển mạch tự nhiên có điều khiển).



Hình 3.12. Hình dạng cực điều khiển



Hình 3.13. Dạng sóng i_T và v_T khi khóa

Trong mạch một chiều, để khóa tiristo cần có mạch khóa phụ (chuyển mạch cưỡng bức) để áp đặt một điện áp ngược lên tiristo.

Cấu trúc tiristo có bốn lớp tạo nên nhược điểm khi khóa tiristo, bởi vì từng lớp phải trở về trạng thái ban đầu.

3.5.1. THỜI GIAN KHÓA

Để khóa tiristo cần đặt điện áp v_T âm trong một khoảng thời gian đủ để dòng điện i_T đổi chiều và nhỏ hơn dòng điện duy trì. Dạng sóng dòng điện i_T và điện áp v_T được cho trên hình 3.13. Thời gian khóa t_q là khoảng thời gian tối thiểu từ lúc i_T qua không và thời điểm tiristo trở nên dẫn. Đó là thời gian tối thiểu để tiristo phục hồi về trạng thái khóa sau khi đã dẫn. Thời gian t_q bằng tổng của :

- Thời gian phục hồi t_{rr} để các chuyển tiếp phục hồi khả năng khóa. Khi đổi cực tính của điện trường, các hạt tải ứng với dòng điện thuận không bị mất đi do tái hợp khi i_T giảm, mà còn tiếp tục chạy theo chiều ngược và tạo nên dòng điện ngược cực đại $-I_{RM}$. Khi các vùng điện tích tự do thoát hết các hạt tải, khả năng khóa được khôi phục, dòng điện ngược có trị số rất nhỏ, gần bằng dòng điện rò.

- Thời gian phục hồi cực điều khiển t_{gr} (gate recovery time) là thời gian cần thiết để làm mất các hạt tải còn dư lại.

Dấu tiên điện áp v_T gần bằng không vì hai chuyển tiếp dẫn theo chiều ngược. Sau khi hai chuyển tiếp này trở về trạng thái khóa, điện áp âm của nguồn đặt lên các cực của tiristo. Do biến thiên của dòng i_T , trong điện cảm mắc nối tiếp với tiristo tạo nên điểm điện áp âm. Nếu điện áp này lớn có thể làm hư hại tiristo. Để làm giảm nó (theo đường nét đứt trên hình 3.12), người ta sử dụng mạch bảo vệ RC.

Thời gian khóa phụ thuộc vào nhiều thông số :

- Nhiệt độ các lớp chuyển tiếp ;
- Dòng điện thuận trước khi khóa ;
- Tốc độ giảm dòng điện thuận ;
- Tốc độ tăng của điện áp đặt lại.

Các tiristo chuyển mạch tự nhiên bằng sự đối chiều của điện áp nguồn còn gọi là tiristo chậm, thời gian khóa khá lớn. Chuyển mạch cưỡng bức sử dụng các tiristo nhanh, kích tạp vàng cho phép tăng tái hợp làm tổn hại điện áp khóa và điện áp rơi thuận. Có các linh kiện dòng điện lớn, thời gian khóa hàng chục micro giây.

3.5.2. HẠN CHẾ TỐC ĐỘ KHÔI PHỤC ĐIỆN ÁP THUẬN dv/dt

Hiện tượng thác có thể xuất hiện khi i_{GT} bằng không và trước khi v_T chưa đạt tới V_{BO} , nếu điện áp thuận trên các cực tiristo đang bị khóa tăng quá nhanh. Vì thế các nhà chế tạo linh kiện đưa ra tốc độ tăng áp tới hạn.

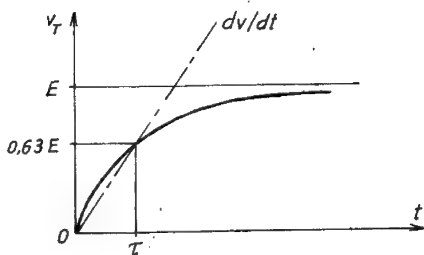
Trên hình 3.14 ta nhận thấy điện áp v_T tăng theo hàm mũ để đạt tới giá trị E và hằng số thời gian τ . Tốc độ tăng điện áp bằng tỷ số :

$$\frac{dv}{dt} = 0,63 \frac{E}{\tau} \quad (3.6)$$

Bằng cách kích tạp để tăng sự tái hợp giữa các hạt tải, có thể đạt được tốc độ tới hạn :

$$\frac{dv}{dt} = 0,63 \frac{E}{\tau}$$

Tốc độ tới hạn là trị số cực đại của dv/dt mà tiristo không bị mỗi lại.



Hình 3.14. Tốc độ tăng điện áp

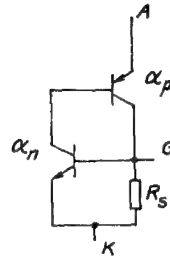
3.6. CATÔT NGẮN VÀ ANÔT NGẮN

3.6.1. CATÔT NGẮN

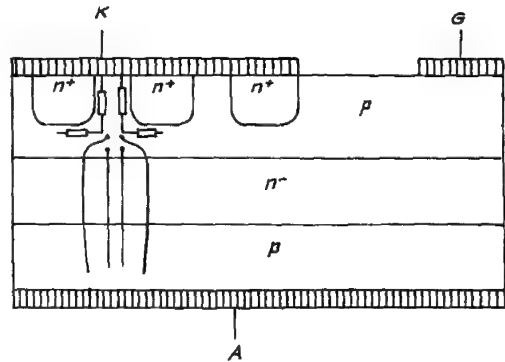
Khi nhiệt độ tiristo trên 25°C , hệ số khuếch đại dòng điện trong sơ đồ tương đương hai tranzito PNP và NPN tăng lên. Nếu có điện trở R_s giữa G và K như trên hình 3.15, hệ số khuếch đại dòng sẽ giảm đi. Đường dòng điện mắc song song tạo nên đường rút ngắn giữa miền P (cổng) và miền N đến 15Ω . trong tiristo được biểu diễn trên hình 3.16.

Trị số điện trở này vào khoảng 1 đến 15 Ω .

Giá trị dòng anốt nhỏ sẽ chạy qua đường song song đến catốt. Khi dòng anốt trở nên lớn hơn, điện áp rơi qua điện trở đủ để phân cực thuận lớp G-K và đưa tiristo vào trạng thái dẫn. Catốt ngắn cũng tạo thành đường dòng điện khi lớp này không phân cực thuận. Khi sử dụng catốt ngắn, tốc độ biến thiên điện áp du/dt và khả năng khóa của tiristo được cải thiện nhờ catốt ngắn. Tuy nhiên vì khả năng điều chỉnh dòng catốt thấp hơn, do tổn hao trong một số miền catốt đòi hỏi dòng điều khiển lớn hơn và chế tạo phức tạp hơn. Tổn hao trong vùng catốt do cấu tạo catốt ngắn từ 5 đến 20% tùy theo kiểu tiristo.



Hình 3.15. Thêm điện trở làm đường dẫn dòng anốt



Hình 3.16. Mặt cắt của catốt rút ngắn và tạo đường điện trở song song đối với dòng anốt

3.6.2. ANỐT NGẮN

Để tăng khả năng khóa có thể sử dụng anốt ngắn (để giảm α_p). Trên hình 3.17 cả catốt và anốt bị rút ngắn. Như vậy khả năng khóa của tiristo hoàn toàn xác định theo đặc tính đánh thủng của lớp giữa. Anốt ngắn làm mất khả năng khóa ngược và chỉ sử dụng trong mạch không đối xứng.

3.7. CÁC TIRISTO ĐẶC BIỆT

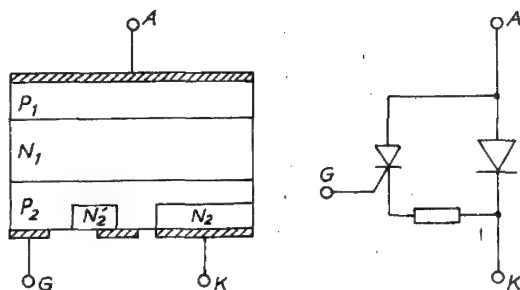
Các tiristo đặc biệt dựa trên nguyên lý tương tự tiristo thường nhưng có biến đổi chút ít để cải thiện một vài đặc tính.

3.7.1. TIRISTO CỔNG KHUẾCH ĐẠI

Tiristo cổng khuếch đại có một miền N'_2 bổ sung khuếch tán trong miền P_2 , làm xuất hiện tiristo thứ hai hình thành bởi $N'_2P_2N_1P_1$ (hình 3.17).

Bề mặt chuyển tiếp $P_2N'_2$ bé nên dòng điện mỗi nhỏ, đủ làm cho tiristo thứ hai dẫn bằng cách tạo nên thác trong chuyển tiếp P_2N_1 . Dòng điện qua tiristo khá bé nhưng cho phép làm tăng số lượng điện tử vào P_2 ,

làm mở rộng thác trong cả miền điều khiển. Tiristo thứ hai đóng vai trò dẫn. Sự khuếch đại tín hiệu cổng cho phép sử dụng các tín hiệu điều khiển nhỏ hơn, làm giảm thời gian mỗi và chấp nhận di/dt lớn hơn.



Hình 3.17. Tiristo cổng khuếch đại

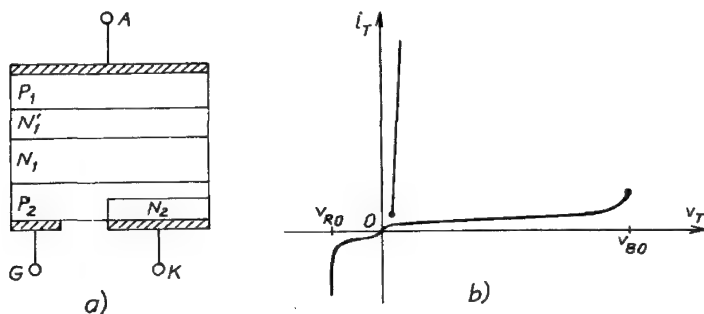
3.7.2. TIRISTO CỤC NHANH

Để giảm thời gian phục hồi của cổng, ta có thể đặt vào nó một điện áp âm lúc khóa. Điều này cho phép các hạt tải còn tồn tại trong tiristo thoát ra từ cổng, do vậy ta tạo nên tiristo cực nhanh.

Quá trình này được thực hiện trong các tiristo GATT (Gate Assisted Turn-Off Thyristor) và không thể áp dụng cho mọi trường hợp nếu cấu trúc của các vùng khuếch tán không được thiết kế thích hợp và làm tăng tổn hao chuyển mạch.

3.7.3. TIRISTO KHÔNG ĐỐI XỨNG

Các tiristo không đối xứng còn gọi là ASCR (Asymetrical Silicon Controlled Rectifier) nhận được bằng cách đưa vào một lớp N'_1 kích tạp nhiều nằm giữa các lớp N_1 và P_1 của tiristo thông thường.



Hình 3.18. Tiristo không đối xứng

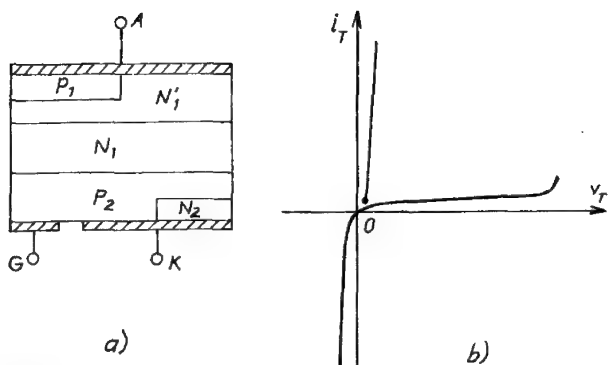
Việc bổ sung thêm lớp này không ảnh hưởng đến điện áp khóa theo chiều thuận, nó phụ thuộc vào điện áp thác của chuyển tiếp P_2N_1 . Ngược lại, điện áp khóa theo chiều ngược giảm đi rõ rệt vì nó phụ thuộc vào điện áp thác của chuyển tiếp $P_1N'_1$ nhỏ hơn chuyển tiếp P_1N_1 của tiristo thông thường rất nhiều, bởi vì lớp N'_1 kích tạp nhiều hơn N_1 . Điện áp khóa ngược V_{RO} chỉ vào khoảng 20 V.

Việc giảm V_{RO} không ảnh hưởng đến các bộ biến đổi có một điôt nối song song ngược với các cực của tiristo, loại này có điện áp ngược khá lớn.

Cấu trúc không đối xứng có ưu điểm làm giảm thời gian phục hồi của cổng do làm giảm thể tích của lớp N_1 . Lúc khóa có ít hạt tải và giảm thời gian tái hợp. Như vậy ta tạo nên tiristo nhanh thích hợp với các ứng dụng ở tần số cao (vài chục kilôhec) với điôt song song ngược.

3.7.4. TIRISTO DẪN NGƯỢC

Tiristo dẫn ngược được ký hiệu là RCT (Reverse Conducting Thyristor) hay ITR (Integrated Thyristor Rectifier), là linh kiện tích hợp trong cùng một cấu trúc gồm một tiristo không đối xứng ($N_2, P_2, N_1 + N'_1, P_1$) và một điôt mắc song song ngược ($P_2, N_1 + N'_1$) như ở hình 3.19. Linh kiện này được ứng dụng hạn chế ở công suất nhỏ.



Hình 3.19. Cấu tạo và đặc tính của tiristo dẫn ngược

3.8. TIRISTO KHÓA BẰNG CỰC ĐIỀU KHIỂN GTO

Tiristo khóa bằng cực điều khiển GTO (Gate Turn-Off Thyristor) là tiristo có cấu trúc đặc biệt để cực điều khiển G có thể thực hiện đồng thời hai chức năng mở và khóa.

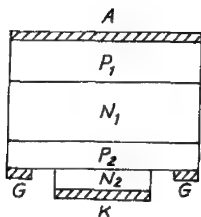
3.8.1. CẤU TRÚC CỦA GTO

Để thực hiện được cả chức năng mở và khóa, GTO có cấu trúc đặc biệt :

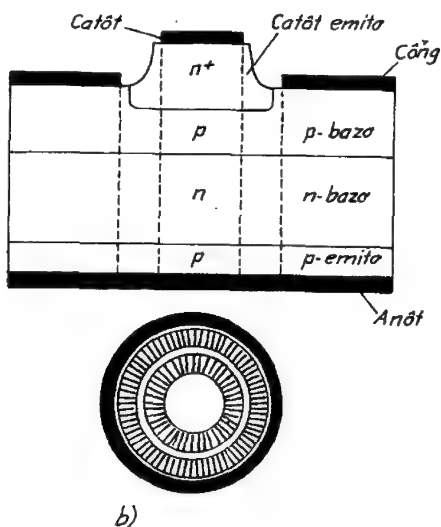
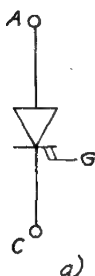
- Lớp N_2 hay lớp catôt rất mỏng và kích tạp cao
- Lớp P_2 hay lớp điều khiển cũng tương đối mỏng và kích tạp cao, cùng với N_2 hình thành chuyển tiếp catôt J_K .
- Lớp N_1 hay lớp khóa, tương đối dày và kích tạp thấp. Chiều dày của nó phụ thuộc vào điện áp thuận khi khóa. Cùng với P_2 tạo nên chuyển tiếp J_c .
- Lớp P_1 được thực hiện bằng khuếch tán trong N_1 , có cùng tính chất như P_2 . Lớp P_1 cùng với N_1 tạo nên chuyển tiếp anôt J_A (hình 3.20).

Điểm đặc biệt của GTO là lớp N_2 được thực hiện bằng công nghệ khắc ở vị trí tiếp xúc với cực điều khiển G, tạo thành catôt dạng các phân đoạn xếp thành các vòng tròn đồng tâm như ở hình 3.21b.

Ký hiệu của tiristo được khóa bằng cực điều khiển cho trên hình 3.21a.



Hình 3.20. Cấu trúc của GTO



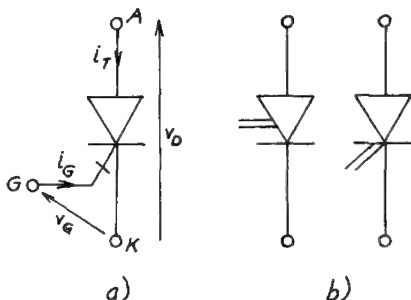
Hình 3.21. Mặt cắt của GTO
a) Ký hiệu ; b) Catốt

Trên phiến silic, các đoạn catốt có chiều rộng từ 50 đến 500 μm , số lượng phụ thuộc vào dòng điện của linh kiện, có thể hàng trăm đoạn. Các đoạn này được bố trí vòng quanh catốt và được nối với nhau bằng một tấm catốt ghép chặt lên mặt phiến. Cần đảm bảo tiếp xúc tốt giữa một trong các phiến của lớp N_2 và tấm catốt.

Ta có thể coi GTO như tạo nên bởi nhiều GTO nhỏ mắc song song. Sơ đồ của GTO được cho trên hình 3.22.

3.8.2. MÔI GTO

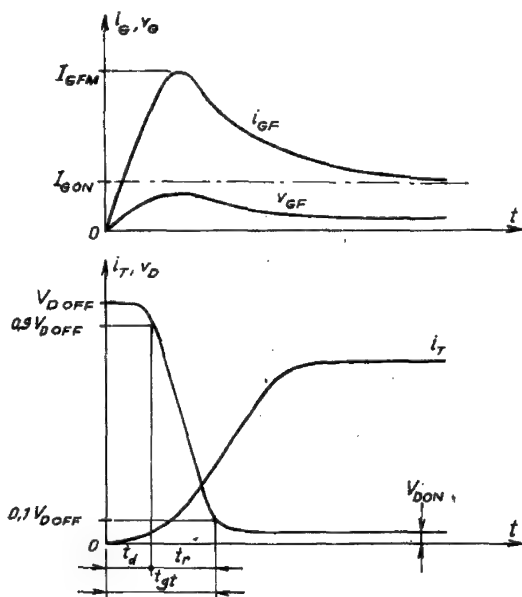
Việc môi GTO được tiến hành tương tự như môi tiristo thường khi điện áp anốt và catốt dương, dòng điện môi có biên độ đủ để tạo nên thác trong chuyển tiếp khóa. Nhưng do cấu trúc của GTO, cần môi đồng thời các GTO nguyên tố,



Hình 3.22. Sơ đồ GTO

nếu không sẽ xảy ra quá tải trong các GTO đầu tiên do chúng trở nên dẫn trước khi điện áp thuận không mới các GTO khác. Vì vậy điều khiển mới phải đủ mạnh, xung dòng phải có sườn dốc và biên độ bằng 2 đến 5 lần giá trị cực tiểu cần thiết để mới. Hình 3.23 trình bày dạng sóng điện áp và dòng điện khi mới.

Ta nhận thấy thời gian trễ t_d và thời gian tăng trưởng t_r trong trường hợp mới tiristo. Thời gian mới GTO ký hiệu là t_{gt} . Với cùng một công suất, thời gian mới của GTO hơi lớn hơn thời gian mới tiristo. Tuy nhiên GTO có thể chịu được di/dt cao hơn nhờ sự phân chia các đường dòng điện giữa các catốt và tránh được phát nóng cục bộ.



Hình 3.23. Dạng sóng dòng điện, điện áp khi mới

Khi dòng điện i_T vượt quá dòng điện duy trì, ta có thể giảm dòng điều khiển về giá trị tối thiểu. Tuy nhiên dòng điện này vẫn phải đủ để duy trì dẫn các GTO cơ bản. Việc bỏ i_G có thể làm tắt một số và làm quá tải một số đoạn khác.

Dòng điện điều khiển này cũng cho phép làm giảm điện áp rơi thuận trên cực GTO.

3.8.3. KHÓA GTO

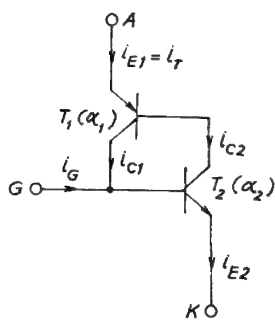
Việc chuyển GTO sang trạng thái mở cần được nghiên cứu chi tiết vì nó khác so với tiristo.

Khi chuyển sang dẫn, chuyển tiếp khóa P_2N_1 xảy ra thác và có dòng điện lớn từ anôt chạy sang catôt. Nó ứng với nhiều lỗ trống đi từ P_1 sang N_2 và điện tử từ N_2 về P_1 như ở hình 3.24a. Lưu ý là các đường dòng điện tập trung ở các phân đoạn catôt và chỉ có một phần chuyển tiếp điều khiển nằm ở phía trên xảy ra thác.

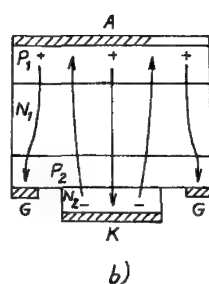
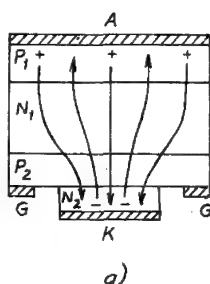
Việc khóa GTO được thực hiện bằng cách tách các điện tích ra nhờ cực điều khiển. Khi đặt một điện áp âm giữa G và K làm xuất hiện dòng điều khiển ngược (âm), nó sẽ làm lệch một bộ phận đường dòng điện hướng theo trục A-G (hình 3.24b). Nếu dòng điều khiển ngược đủ lớn, mật độ dòng ở chuyển tiếp điều khiển dưới ngưỡng duy trì thác và GTO sẽ bị khóa.

Trái với mosi, nơi dòng điều khiển chỉ để làm xuất hiện thác trong chuyển tiếp điều khiển, việc khóa GTO đòi hỏi cực điều khiển phải làm lệch một bộ phận dòng điện chính đáng kể, vào khoảng 20%, do đó dòng điện ngược của cực điều khiển phải có khả năng đạt tới trị số rất lớn đối với các GTO lớn.

Để xem xét quá trình khóa bằng cực điều khiển, ta xét sơ đồ tương đương của GTO gồm hai tranzito (hình 3.25).



Hình 3.24. Khóa GTO



Hình 3.25. Sơ đồ tương đương của GTO

Gọi α là hệ số khuếch đại dòng của tranzito bazơ chung và i_{CBO} là dòng ngược của chuyển tiếp cõlectơ-bazơ, ta có thể viết :

$$i_{C1} = \alpha_1 i_{E1} + i_{CBO1} \quad (3.7)$$

$$i_{C2} = \alpha_2 i_{E2} + i_{CBO2} \quad (3.8)$$

$$i_{E2} = i_{E1} + i_G \quad (3.9)$$

$$\text{Vì} \quad i_{E1} = i_{C1} + i_{C2} \quad (3.10)$$

suy ra :

$$i_{E1} = \alpha_1 i_{E1} + i_{CBO1} + \alpha_2 (i_{E1} + i_G) + i_{CBO2}$$

Vì $i_{CBO} = i_{CBO1} + i_{CBO2}$ là dòng rò của GTO, ta có :

$$i_{E1} = \frac{\alpha_2 i_G + i_{CBO}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}, \quad (3.11)$$

Khi, GTO dẫn, i_G có thể bỏ qua và :

$$i_{E1(ON)} = \frac{i_{CBO}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \rightarrow i_{CBO} = i_{E1(ON)} [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] \quad (3.12)$$

So với biểu thức của i_{E1} ta thấy, có thể triệt tiêu dòng điện này nếu có dòng điều khiển âm :

$$I_{GR} = \frac{-i_{CBO}}{\alpha_2} \quad (3.13)$$

Thay i_{CBO} vào biểu thức của $i_{E1(ON)}$ và biến đổi, ta có dòng điện điều khiển cần thiết để làm tắt dòng điện chính là :

$$i_G = - \frac{i_{E1(ON)} [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]}{\alpha_2} \quad (3.14)$$

Hệ số khuếch đại dòng điện khi mở :

$$G_C = \frac{i_{E1(ON)}}{i_{GR}} = \frac{\alpha_2}{(1 - (\alpha_1 + \alpha_2))} \quad (3.15)$$

Phương trình (3.15) cho thấy, để hệ số khuếch đại này đủ lớn cần có hệ số khuếch đại dòng của tranzito $N_1P_2N_2$ là α_2 lớn nhất có thể, từ đó ta thấy tầm quan trọng về chất lượng của các lớp N_2 và P_2 .

Tiếp theo ta sẽ nghiên cứu các dạng sóng và thời gian dập tắt dòng điện nhờ cổng G. Trên hình 3.26 ta nhận thấy :

- Thời gian tích lũy t_s phân tách thời điểm dòng i_G âm và dòng anôt vượt quá 90% giá trị ban đầu.

Trong khoảng thời gian này lớp G-K thực tế như một ngắn mạch và i_{GR} nhanh chóng đạt tới cực đại I_{GRM} . Thời gian này cỡ vài micro giây.

- Thời gian suy giảm t_f là thời gian khi i_T vượt quá $0,9 I_{TON}$, lớp GK trở nên dẫn ngược (hiệu ứng Zener), i_T giảm rất nhanh do vậy t_f thường nhỏ, dưới micro giây.

Sau khi hiện tượng ng thác của vùng khóa biến mất, dòng điện i_G ngược giảm dần về không. Do điện cảm ký sinh của mạch điều khiển, sự ngược dấu của di_{GR}/dt gây nên một điểm điện áp ngược và có thể sinh ra đánh thủng vùng

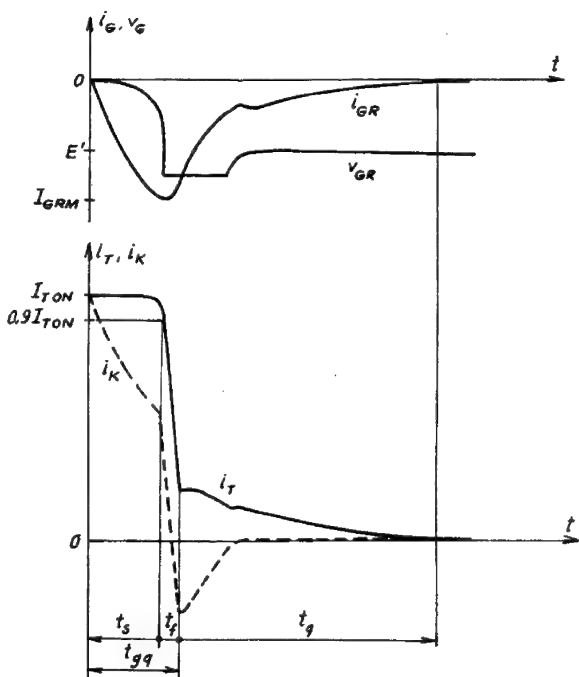
GK, do điện áp Zener tương đối thấp (khoảng 25 V). Sự đánh thủng do hiệu ứng Zener không gây ảnh hưởng đến sự chuyển mạch. Khi ảnh hưởng điện cảm biến mất, điện áp v_{GR} ổn định ở giá trị E' do mạch điều khiển quyết định.

Thời gian dập tắt dòng điện bởi cực điều khiển t_{gq} bằng :

$$t_{gq} = t_s + t_f \quad (3.16)$$

Trên hình 3.26 cũng trình bày biến thiên dòng catôt i_R bằng $i_T - i_G$, qua một cực tiểu ở cuối t_f , khi lớp GK dẫn ngược, rồi giảm dần về không khi bị dẫn ngược.

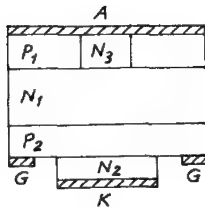
Khi tranzito đã cắt, GTO chưa phóng hết hoàn toàn mà vẫn còn dòng



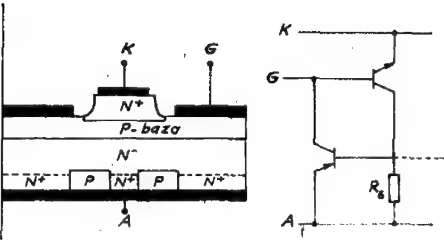
Hình 3.26. Thời gian dập tắt dòng điện

rò khá lớn và suy giảm chậm, ta gọi là "dòng đuôi". Dòng điện này ứng với các điện tích tự do vẫn tồn tại trong lớp khóa N_1 . Lớp này khá dày và kích tạp ít nên điện tích tàn dư tương đối nhiều và tái hợp chậm. Dòng đuôi này làm tăng tổn thất chuyển mạch. Để giảm có thể áp dụng hai biện pháp :

- Kích tạp bằng vàng hoặc bắn phá lớp khóa để làm tăng số tái hợp và giảm thời gian tồn tại của các hạt thiểu số. Quá trình này có nhược điểm làm tăng điện trở của lớp khóa và làm tăng điện áp rơi ở trạng thái dẫn.



Hình 3.27. Ngắn mạch anôt



Hình 3.28. GTO không đối xứng

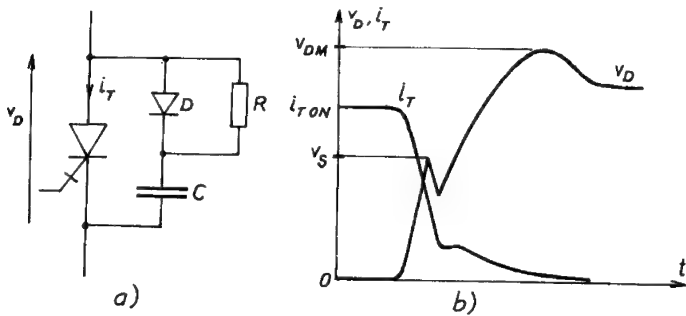
- Ngắn mạch anôt (hình 3.27). Mỗi phân đoạn N_2 của catôt đưa vào N_3 kích tạp nhiều tạo nên ngắn mạch giữa anôt và lớp khóa: Ở giữa lớp N_1 có các lỗ do P_1 tạo nên trong giai đoạn dẫn. N_3 kích tạp cao làm tăng sự tái hợp của các hạt thiểu số trong N_1 , do vậy có thể dập tắt nhanh như kích tạp bằng vàng mà không làm tăng điện áp rơi thuận. Nhưng cấu trúc này không đối xứng nữa và điện áp khóa theo chiều ngược nhỏ hơn điện áp khóa thuận. Đó là trường hợp GTO không đối xứng (hình 3.28).

Sự suy giảm đột ngột của dòng điện trong GTO khi dập tắt dòng điện với độ dốc di_T/dt vào khoảng 10^9 A/s sẽ gây quá điện áp trên linh kiện nếu không có biện pháp phòng ngừa. Cần chú ý rằng ta không thể nghiên cứu sự phục hồi điện áp trên các cực của GTO mà không tính đến mạch trợ giúp. Sơ đồ đơn giản nhất của mạch trợ giúp này được cho trên hình 3.29, gồm có tụ C, diôt D và điện trở phóng R. Khi mở, một phần i_T qua diôt D chuyển tới C. Việc chuyển đổi này làm giảm điện cảm ký sinh và làm diôt D trở nên dẫn. Xuất hiện điểm V_S trên cực của GTO khi dòng i_T giảm đến giá trị giới hạn và là một trong các đặc tính của GTO. Khi trong GTO chỉ còn

đuôi dòng điện, diốt D hoàn toàn dẫn và độ dốc dv_D/dt bị hạn chế bởi tụ điện C. Quá điện áp xuất hiện cuối quá trình dập tắt dòng điện là do điện cảm mắc nối tiếp với GTO, đó là điện cảm dây nối, hoặc điện cảm hạn chế di/dt khi mới. Trị số V_{DM} phải nhỏ hơn trị số cực đại cho phép của điện áp thuận V_{DRM} .

Thời gian cần thiết để dập tắt dòng điện :

$$t_{off} = t_{gq} + t_{đuôi} \tag{3.17}$$



Hình 3.29. Mạch trợ giúp khóa

3.8.4. CÁC ĐẠI LƯỢNG ĐẶC TRƯNG CHO TIRISTO VÀ GTO

Các đại lượng sau đây là các giá trị cực đại do nhà chế tạo quy định.

Ký hiệu	Ý nghĩa
V_{RRM}	Điện áp ngược đỉnh lặp lại
V_{RMS}	Điện áp ngược đỉnh không lặp lại (quá độ)
$V_{R(DC)}$	Điện áp khóa ngược DC
V_{DRM}	Điện áp thuận đỉnh lặp lại trạng thái mở
V_{DSM}	Điện áp thuận đỉnh không lặp lại trạng thái mở
$V_{D(DC)}$	Điện áp khóa thuận DC
$I_{T(RMS)}, I_{F(RMS)}$	Dòng điện thuận RMS trạng thái đóng
$I_{T(AV)}, I_{F(AV)}$	Dòng điện thuận trung bình trạng thái đóng quy định ở nhiệt độ vỏ hoặc chuyển tiếp

$I_{TMS}, I_{F(TSM)}$	Dòng điện đỉnh một chu kỳ trạng thái đóng (quy về 50 và 60 A)
$I_{TGQ} \text{ (GTO)}$	Dòng điện đỉnh có điều khiển
I_t^2	Khả năng quá tải xung không lặp lại (8,3 ms)
P_T	Công suất tản cực đại
di/dt	Độ tăng dòng điện giới hạn ở nhiệt độ chuyển tiếp, dòng điện cực điều khiển, điện áp khóa thuận
P_{GM} (P_{FGM} đối với GTO)	Công suất đỉnh tiêu tán cực điều khiển (ngược)
$P_{RGM} \text{ (GTO)}$	Công suất đỉnh tiêu tán cực điều khiển (ngược)
$P_{G(AV)}$	Công suất tiêu tán trung bình cực điều khiển
V_{FGM}	Điện áp điều khiển đỉnh thuận
V_{RGM}	Điện áp điều khiển đỉnh ngược
I_{FGM}	Dòng điện điều khiển đỉnh thuận
$I_{RGM} \text{ (GTO)}$	Dòng điện điều khiển đỉnh ngược
T_{STG}	Nhiệt độ lưu trữ
T_j	Nhiệt độ làm việc của chuyển tiếp
V_{RMS}	Điện áp cách điện (các môđun)

3.8.5. LƯU Ý VỀ ĐIỀU KHIỂN

Sự hoạt động của GTO phụ thuộc nhiều vào tín hiệu điều khiển.

- Khi môi : Để giảm thời gian môi t_{gt} , xung dòng điện dương phải có sườn dốc và đạt tới giá trị đỉnh lớn hơn I_{GT} cần thiết để môi.

Mạch môi hoạt động như một nguồn dòng và điện cảm ký sinh phải giảm thiểu. Điện áp V_{GT} giữa cực điều khiển và catốt bé, vào khoảng 1 vôn.

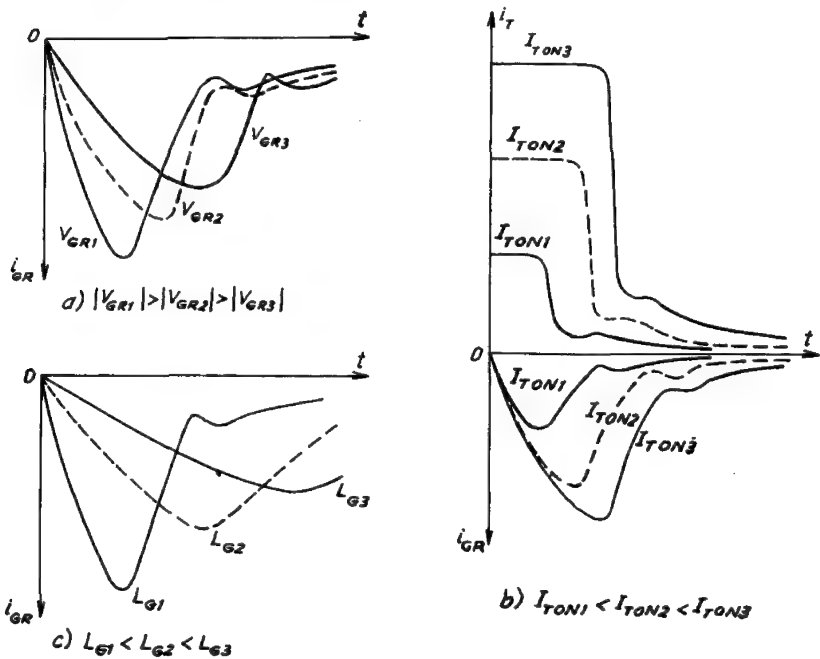
- Trong khi dẫn : Cực điều khiển phải được nuôi thường xuyên với dòng I_{GT} khi dẫn để duy trì hiện tượng thác trong toàn miền của GTO. Dòng điện này cũng làm giảm điện áp rơi thuận khi dẫn nhưng không gây quá phát nóng lớp GK.

- Khi khóa : Hiện tượng thác sẽ biến mất trong lớp điều khiển khi lượng điện tích do cực điều khiển trích ra đạt tới một giá trị vừa đủ. Lượng này phụ thuộc vào dòng điện ngược của cực điều khiển và tốc độ xác lập của dòng điện này. Do vậy mạch điều khiển phải thể hiện như một nguồn điện áp âm, có điện trở trong nhỏ, có thể chịu được dòng điện lớn.

- Điện áp nguồn âm không được vượt quá điện áp Zener của chuyển tiếp GK vào khoảng 25 V. Khi tăng V_{GK} , giá trị dV_D/dt cho phép cũng tăng lên. Thường sử dụng điện áp âm 15 V.

- Dòng điện ngược của cực điều khiển tăng theo dòng điện cần chuyển mạch. Hệ số khuếch đại dòng điện do nhà sản xuất linh kiện cho trước, bằng 5 đối với GTO công suất lớn, có thể tạo nên dòng điện ngược của cực điều khiển vài trăm ampe.

- Điện cảm của mạch điều khiển phải nhỏ.



Hình 3.30. Nguyên lý điều khiển

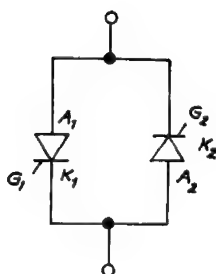
Trên hình 3.30a nêu ảnh hưởng của điện áp V_{GR} khi cùng dòng chuyển mạch và điện cảm L_G . Trên hình 3.30b trình bày sự phụ thuộc của i_{GR} theo điện cảm L_G . Dạng sóng i_T cho thấy thời gian tích lũy tăng theo dòng cần chuyển mạch. Hình 3.30c nêu ảnh hưởng của điện cảm L_G ứng với cùng V_{GR} và i_{TON} . Điện áp điều khiển ngược cần được duy trì đến khi dập tắt dòng điện hoàn toàn. Thực vậy, các GTO nguyên tố không bị khóa đồng thời, ngắt điều khiển quá sớm có thể làm cho một số GTO này bị dẫn. Cũng có nguy cơ khuếch tán thác chậm và lại gây ra dẫn toàn bộ. Trong đa số bộ biến đổi, sự mỗi này dẫn đến phá hủy linh kiện. Để cải thiện chất lượng tín hiệu điều khiển cần điều chỉnh dòng điện cần chuyển mạch, thời gian và điện áp trên cực.

3.9. TRIAC (TRIODE ALTERNATIVE CURRENT)

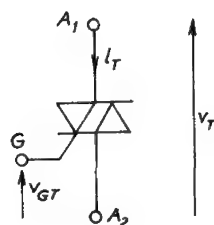
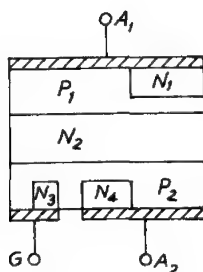
Tiristo chỉ làm việc ở một trong hai nửa chu kỳ của điện áp xoay chiều, do đó nếu ta nối song song ngược hai tiristo như ở hình 3.31 thì có thể giải quyết được sự làm việc trong cả hai nửa chu kỳ của điện áp xoay chiều.

3.9.1. CẤU TẠO

Triac là linh kiện bán dẫn tương tự như hai tiristo nối song song ngược, được thực hiện trên cùng một đơn tinh thể silic gồm hai cực và chỉ có một cực điều khiển (hình 3.32).



Hình 3.31. Triac



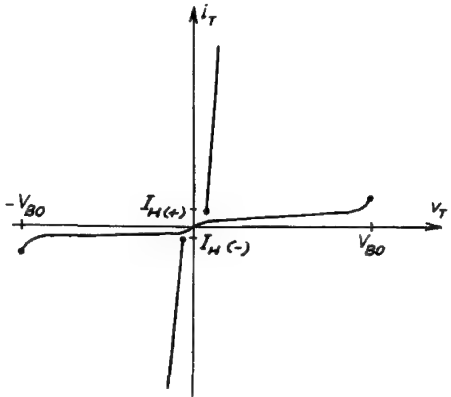
Hình 3.32. Cấu tạo và ký hiệu của triac

Ba lớp P_1, N_2, P_2 trên hình 3.32 với vùng N_1 khuếch tán sang P_1 và hai vùng N_3 và N_4 được khuếch tán trong P_2 . Dây nối từ N_1, N_3, N_4 và các vùng P lân cận tạo nên hai anốt A_1, A_2 và cực điều khiển G .

3.9.2. ĐẶC TÍNH TÍNH

Hình 3.33 trình bày đặc tính $i_T = f(v_T)$ khi chưa sử dụng cực điều khiển.

Khi v_T dương, tổ hợp $N_1P_1N_2P_2$ hoạt động như tiristo thứ nhất, nó sẽ dẫn khi điện áp v_T đạt tới điện áp V_{BO} của chuyển tiếp P_2N_2 , phân cực ngược. Khi v_T âm, tổ hợp $N_4P_2N_2P_1$ hoạt động như tiristo thứ hai, nó sẽ dẫn khi điện áp $-v_T$ đạt tới giá trị điện áp $-V_{BO}$ của chuyển tiếp P_1N_2 , phân cực ngược. Kích tạp các vùng P_1 và P_2 như nhau, điện áp V_{BO} theo chiều thuận và ngược bằng nhau, nhưng do sự không đối xứng của cấu trúc dòng điện duy trì $I_{H(+)}$ với v_T dương lớn hơn dòng duy trì $I_{H(-)}$ với v_T âm nhiều.



Hình 3.33. Đặc tính $i_T(v_T)$ của triac

Trị số trung bình, hiệu dụng hay quá tải về dòng điện và điện áp được ký hiệu như đối với tiristo.

3.9.3. MỖI TRIAC

Đưa một xung dương hoặc âm vào cực điều khiển sẽ mồi triac, điện áp trên các cực v_T có thể dương hoặc âm. Có bốn chế độ mồi tùy theo cực tính của A_1 và G so với A_2 . Điều này tương ứng với bốn góc phần tư của mặt phẳng v_T và v_{GT} như trên hình 3.34.

- Góc phần tư thứ nhất : v_T dương, xung áp điều khiển dương giữa G và A_2 .

Tiristo $P_1N_2P_2N_4$ được môđ như tiristo thường, do đó A_1 sẽ là anôt, A_2 là catôt.

- Góc phần tư thứ hai : v_T dương và xung điện áp âm giữa G và A_2 .

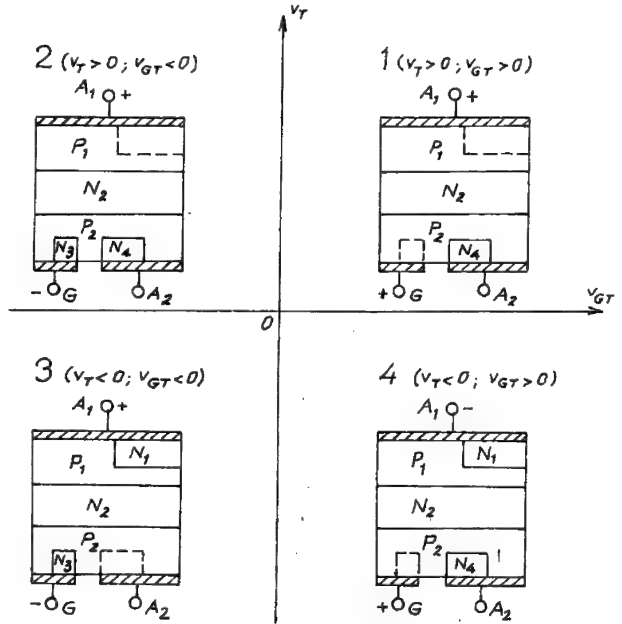
Tiristo $P_1N_2P_2N_4$ vẫn còn dẫn nhưng chuyển tiếp P_2N_2 phân cực ngược, chuyển tiếp P_2N_3 phân cực thuận, vùng N_3 trích các điện tử trong P_2 và gây hiệu ứng thác của P_2N_2 ở gần N_3 . Điện trở silic trong vùng này giảm và điện thế của P_2 xung quanh N_3 gần bằng điện thế A_1 . Bên trái chuyển tiếp

P_2N_4 phân cực thuận và vùng N_4 gửi các điện tử trong P_2 gây thác trong toàn bộ chuyển tiếp P_2N_2 .

- Góc phần tư thứ ba : v_T âm, v_{GT} âm giữa cực điều khiển và A_2 .

Tiristo bây giờ là $P_2N_2P_1N_1$. Do ảnh hưởng của v_{GT} , vùng N_3 trích các điện tử vào P_2 . Một bộ phận điện tử này sẽ tìm thấy trong vùng điện tích không gian của chuyển tiếp P_2N_2 và bị đẩy về N_2 do ảnh hưởng của trường bên trong vùng này. Dòng điện ngược của chuyển tiếp N_2P_1 đóng vai trò vùng điều khiển, tăng thêm và tạo nên thác.

- Góc phần tư thứ tư : v_T âm, v_{GT} âm. Việc môđ cũng như trong trường hợp trước, bởi vì tiristo được môđ vẫn còn là $P_2N_2P_1N_1$. Các điện tử đảm bảo tăng dòng điện ngược của chuyển tiếp N_2P_1 , bây giờ được duy trì bởi phía trái của chuyển tiếp N_4P_2 phân cực thuận.



Hình 3.34. Bốn chế độ môđ triac

Do khác nhau về cơ chế hoạt động nên dòng điều khiển tối thiểu cần thiết để mỗi triac thay đổi theo các góc phần tư. Góc 1 và 3 có dòng điều khiển nhỏ nhất. Trong góc 4 triac ít nhạy nhất do đó hạn chế dùng.

3.9.4. CHUYỂN MẠCH TRIAC

Chuyển mạch triac cũng tạo nên các vấn đề như khi chuyển mạch tiristo, ngoài ra vì đặc tính hai chiều của triac dẫn đến phải xác định các giới hạn tốc độ tăng trưởng điện áp trên cực linh kiện bị khóa.

- Tốc độ tăng trưởng điện áp giới hạn ở trạng thái khóa dv/dt , nếu quá lớn dòng điện điện dung của vùng anôt đóng vai trò dòng điều khiển và gây mối. Giới hạn của dv/dt vào khoảng vài trăm $V/\mu s$.

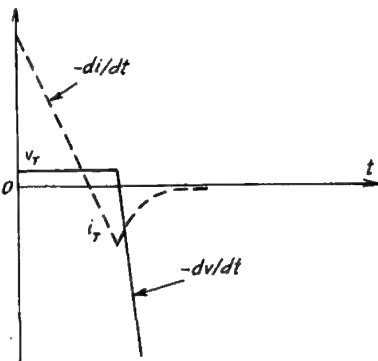
- Tốc độ tăng trưởng của điện áp chuyển mạch khi mở $(dv/dt)_c$. Tốc độ này cũng tạo nên vấn đề đối với tiristo nhưng đối với triac còn nguy hiểm hơn. Thực vậy, vì sử dụng như khóa chuyển mạch hai hướng, ngay sau khi dòng điện triệt tiêu, điện áp trên các cực của nó trở nên rất khác không và có xu hướng tạo nên dòng điện ngược.

Hình 3.35 biểu diễn các sườn dốc khi chuyển mạch. Triac không có cùng thời gian khóa như tiristo. Các hạt tải nằm ở lớp giữa P_1N_2 hoặc P_2N_2 tùy theo chiều dẫn hạn chế mạch dv/dt ở điểm triac vừa trở nên dẫn.

Giá trị tối hạn $(dv/dt)_c$ do nhà chế tạo cho tương ứng với di/dt .

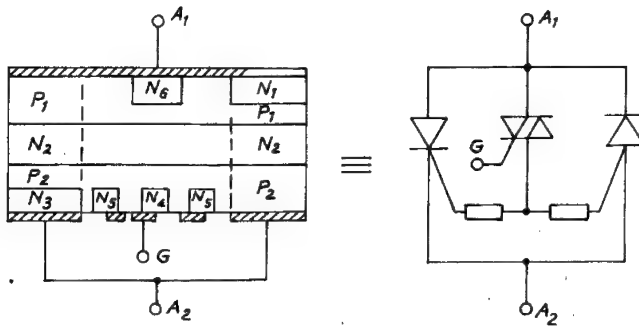
Để cải thiện khả năng chịu dv/dt của triac, người ta thay đổi cấu trúc của nó theo sơ đồ trên hình 3.36. Hai tiristo tích hợp $P_1N_2P_2N_3$ và $P_2N_2P_1N_1$ tương đối xa nhau. Có một triac bổ sung nằm giữa hai tiristo nhờ có N_5 và N_6 khuếch tán trong P_2 và P_1 . Triac này đóng vai trò khuếch đại cực điều khiển.

Linh kiện này gọi là alternistor chịu được tốc độ tăng điện áp lớn hơn triac thông dụng.



Hình 3.35. Chuyển mạch triac

So với việc ghép song song ngược hai tiristo, triac đơn giản hơn, chỉ cần một cực điều khiển, nhưng triac có công suất hạn chế hơn so với tiristo.



Hình 3.36. Cải thiện tính năng mỗi triac

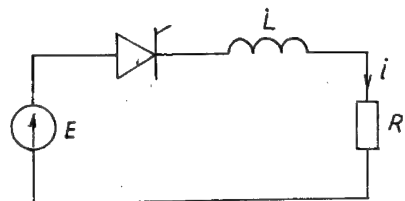
Ví dụ 3.3

Tính tốc độ tăng dòng điện di/dt của tiristo khi đã mở của sơ đồ 3.37, cho biết $E = 100 \text{ V}$, $L = 10 \mu\text{H}$, $R = 20 \Omega$.

Giải :

Phương trình vi phân theo định luật Kirchhoff 2 là :

$$E = L \frac{di}{dt} + R.i$$



Hình 3.37

Tại $t = 0$ có $i_L(+0) = i_L(-0) = 0$, suy ra :

$$\frac{di(0)}{dt} = \frac{E}{L} = \frac{100}{10^{-5}} = 10 \cdot 10^6 \text{ A/s} = 10 \text{ A}/\mu\text{s}.$$

Ví dụ 3.4

Tính độ rộng xung điều khiển để đảm bảo mở tiristo T160 có dòng duy trì $I_H = 200 \text{ mA}$. Trong sơ đồ ở hình 3.38 biết $E = 100 \text{ V}$, $R = 10 \Omega$, $L = 50 \text{ mH}$.

Giải :

Tiristo chỉ mở chắc chắn trong khoảng thời gian có dòng điều khiển dòng điện qua van vượt quá dòng duy trì $i_T(t_x) > I_H$.

Dòng qua tiristo biến thiên theo quy luật :

$$i_T = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-t/\tau} \right), \text{ với } \tau = \frac{L}{R}$$

Suy ra điều kiện mỗi chắc chắn :

$$\frac{E}{R} \left(1 - e^{-t_x/\tau} \right) > I_H$$

$$\text{Vậy } t_x = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{R \cdot I_H}{E}} = \frac{5 \cdot 10^{-2}}{10} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{10 \cdot 0,22}{10}} \right) = 101 \mu s.$$

Ví dụ 3.5

Tiristo T500 có dòng duy trì $I_H = 350 \text{ mA}$, cấp cho cuộn dây có thông số $R = 1 \Omega$, $L_t = 0,1 \text{ H}$. Độ rộng xung điều khiển $t_x = 50 \mu s$.

Kiểm tra điều kiện môi. Biết $E_m = 220 \sqrt{2} \text{ V}$ (hình 3.38). Tính điện trở mỗi R_m mắc song song với tải.

Giải :

Coi dòng qua tiristo tăng tuyến tính :

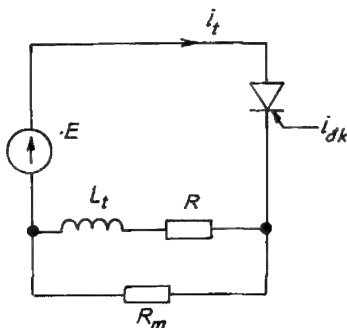
$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} = \frac{220}{0,1} = 2200 \text{ A/s.}$$

Sau thời gian t_x dòng qua tiristo là :

$$i_T(t_x) = \frac{di}{dt} t_x = 2200 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 110 \text{ mA} < I_H, \text{ do đó van không kịp}$$

mở hẳn sau thời gian có xung điều khiển.

Điện trở mỗi nối song song với tải, dẫn dòng điện :



Hình 3.38

$$i_{Rm}(t) \geq I_H - i_L(t_x) = 350 - 110 = 240 \text{ mA}$$

$$R_m \leq \frac{E}{i_{Rm}} = \frac{220}{240 \cdot 10^{-3}} = 917 \, \Omega, \text{ chọn } R_m = 910 \, \Omega.$$

Công suất tiêu tán trên R_m là :

$$P_{Rm} = \frac{E^2}{R_m} = \frac{220^2}{910} = 53,2 \text{ W}$$

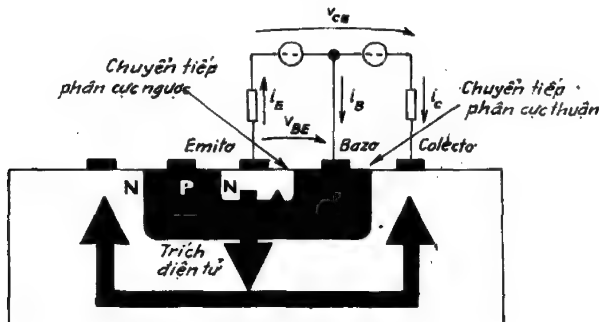
Công suất này khá lớn, vì thế trong thực tế người ta dùng phương pháp phát chùm xung điều khiển.

Chương 4

TRANZITO CÔNG SUẤT, MOSFET CÔNG SUẤT

Tranzito lưỡng cực công suất là các tranzito đặc biệt thích ứng với việc sử dụng trong các bộ biến đổi tĩnh, nghĩa là làm việc ở chế độ đóng mở. Tranzito hiệu ứng trường MOSFET được sử dụng rộng rãi trong các bộ biến đổi công suất trung bình với ưu điểm nổi bật là điều khiển bằng điện áp, công suất tổn hao chuyển mạch nhỏ, tần số chuyển mạch nhanh.

Chương này trình bày nguyên lý làm việc, các đặc tính tĩnh và động của các loại tranzito công suất, các thông số và chỉ dẫn lựa chọn các linh kiện.



Hình 4.1. Cấu tạo của BJT

4.1. TRANZITO CÔNG SUẤT

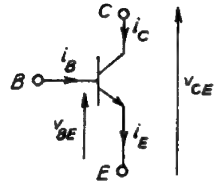
4.1.1. NGUYÊN LÝ

Tranzito lưỡng cực BJT (Bipolar Junction Transistor) công suất là tranzito NPN hoặc PNP thông thường có sơ đồ trình bày trên hình 4.2, trong đó C là côlectơ và E là êmitơ hình thành hai cực của khóa chuyển

mạch có điều khiển, chúng nằm trong mạch công suất. B là bazơ hay cực điều khiển, cho phép :

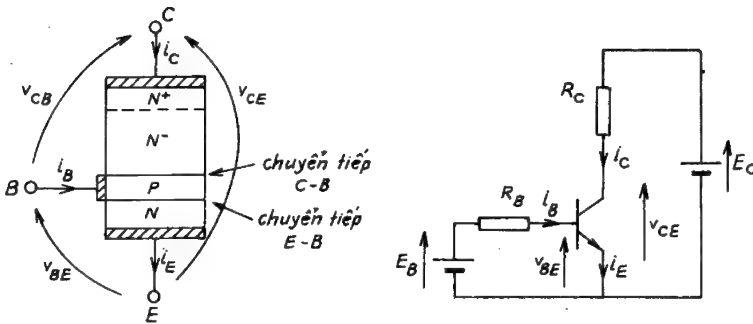
- Chuyển BJT sang trạng thái bão hòa hay trạng thái dẫn ;
- Chuyển BJT sang trạng thái khóa; với công suất tiêu thụ rất thấp.

Về cấu tạo, lớp N nối với côlectơ là lớp dày nhất, bao gồm một vùng N⁻ đóng vai trò quan trọng khi tranzito phải khóa các điện áp thuận cao.



Hình 4.2. Sơ đồ BJT

Hình 4.3 là sơ đồ cấu trúc và sơ đồ phân cực BJT.



Hình 4.3. Sơ đồ cấu trúc và phân cực BJT

Trên hình 4.3 ta nhận thấy chuyển tiếp êmitơ–bazơ phân cực ngược ($V_{BE} > 0$), chuyển tiếp côlectơ–bazơ phân cực ngược ($V_{CB} > 0$).

Điện áp V_{BE} dương, các điện tử đa số của êmitơ kéo đến bazơ, ở đây chúng trở nên thiểu số. Một phần điện tử qua bazơ và tái hợp với các lỗ đa số ở đây. Các điện tử tái hợp dễ dàng qua chuyển tiếp côlectơ–bazơ phân cực ngược và đạt tới côlectơ. Như vậy các điện tử từ êmitơ đến côlectơ qua bazơ, được bazơ lôi kéo và hình thành hiệu ứng tranzito. Mỗi khi một lỗ trong bazơ tái hợp với một điện tử từ êmitơ đến nguồn điện áp E_B cung cấp một điện tích dương, mới để duy trì V_{BE} không đổi. Các điện tích tạo nên

dòng điện bazơ i_B có cường độ liên quan đến dòng điện tử từ êmitơ đến côlectơ và tạo nên dòng i_C . Nếu gọi α là phần các điện tử từ êmitơ đến côlectơ, ta có thể viết :

$$i_C = \alpha \cdot i_E, \quad i_B = (1 - \alpha) i_E, \quad \text{do vậy :}$$

$$i_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_B = \beta \cdot i_B \quad (4.1)$$

β là hệ số khuếch đại dòng của tranzito.

Ta có nhận xét là khi v_{BE} và i_E bằng không, chuyển tiếp côlectơ-bazơ phân cực ngược và cho dòng bão hòa i_{CBO} từ C sang B. Dòng điện này xếp chống với i_C và $-i_B$ để cho v_{BE} và i_E khác không :

$$i_C = \alpha \cdot i_E + I_{CBO} \quad (4.2)$$

$$i_B = (1 - \alpha) i_E - I_{CBO} \quad (4.3)$$

Quan hệ giữa i_C và i_B trở thành :

$$i_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot i_B + \frac{1}{1 - \alpha} \cdot I_{CBO} \quad (4.4)$$

$$i_C = \beta \cdot i_B + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (4.5)$$

Dòng điện bão hòa I_{CBO} do kích thích nhiệt và dao động theo nhiệt độ. Để giảm tổn hao công suất trong mạch điều khiển, cần giảm dòng bazơ bằng cách hạn chế số tái hợp trong miền này. Để làm điều này cần giảm chiều dày của lớp P và không kích tạp quá nhiều.

4.1.2. KHÓA TRANZITO

Điện áp V_{CE} dương, tranzito bị khóa khi dòng điện bazơ bằng không hoặc âm. Có thể xảy ra ba trường hợp :

- Không nối bazơ (hình 4.4a) vì i_B bằng không, dòng từ êmitơ đến côlectơ. Chuyển tiếp B-E phân cực thuận rất nhỏ, dòng của các hạt thiểu số qua vùng này cho phép bù các tái hợp giữa các lỗ và điện tử trong bazơ. Dòng côlectơ trở thành :

$$i_C = i_E = (1 + \beta) I_{CBO} \quad (4.6)$$

- Điện trở giữa bazơ và êmitơ (hình 4.4b).

Điện áp V_{BE} và dòng điện i_B liên hệ theo phương trình :

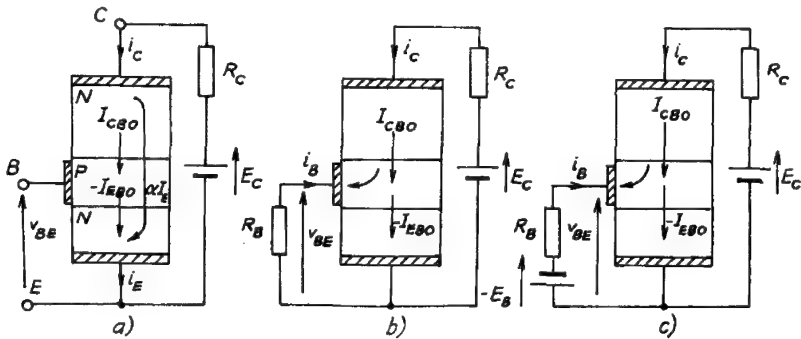
$$V_{BE} = R_B i_B = 0 \quad (4.7)$$

Chúng không thể cùng dấu. Nếu điện trở R_B không quá lớn thì V_{BE} dương và nhỏ hơn ngưỡng chuyển tiếp B-E, dòng điện i_B là âm ứng với trích các điện tử trong bazơ do nguồn E_C qua điện trở R_B . Ta có :

$$i_C = i_E - i_B > i_E \text{ bởi vì } i_B < 0$$

- Chuyển tiếp B-E phân cực ngược (hình 4.4c)

Nếu chuyển tiếp E-B phân cực ngược sẽ không có hiệu ứng tranzito. Chuyển tiếp CB có dòng điện ngược i_{CBO} chạy qua, còn dòng điện ngược I_{EBO} qua chuyển tiếp E-B.



Hình 4.4. Tranzito bị khóa

Dòng điện bazơ âm ứng với các điện tử do điện áp $-E_B$ gửi đến bazơ để duy trì V_{BE} không đổi :

$$i_C = I_{CBO}$$

$$i_E = -I_{EBO} < I_{CBO}$$

$$i_B = I_E - i_C < 0$$

Trong cả ba trường hợp dòng điện rò thuận rất nhỏ. Sự khác nhau giữa ba chế độ khóa tác động đến chuyển mạch ở trạng thái mở.

4.1.3. TRANZITO BẢO HÒA

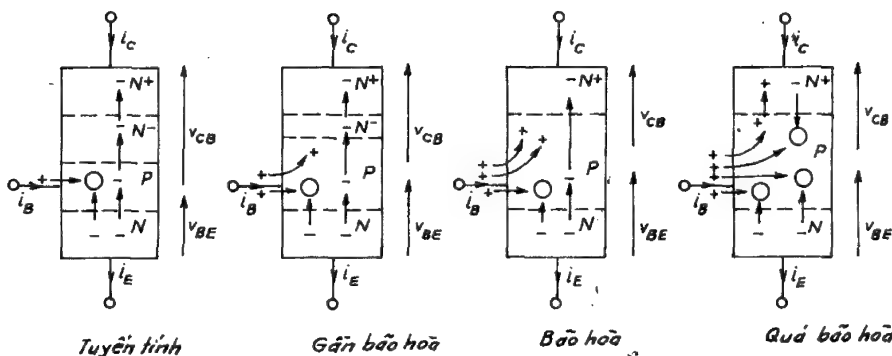
Để tranzito đóng vai trò của một chuyển mạch kín, ta làm cho tranzito bảo hòa nhờ dòng điện bazơ dương lớn hơn giá trị cần thiết để bù sự tái hợp giữa các lỗ và điện tử trong bazơ. Ta cũng phân ra ba trạng thái bảo hòa.

- Khi trích một số điện tích dương trong bazơ, các điện tích này khuếch tán trong vùng N^- kích tạp yếu của côlectơ. Điều này tương đương với kích tạp kiểu P và mở rộng vùng bazơ làm giảm vùng N^- . Vùng này kích tạp yếu, việc giảm vùng này làm cho điện trở tăng, tương ứng với giảm điện áp rơi trong côlectơ, có nghĩa là với i_C cho trước V_{CE} sẽ giảm đi.

Việc mở rộng vùng bazơ làm tăng thời gian truyền của các hạt thiểu số trong nó làm cho số tái hợp và hệ số khuếch đại dòng giảm, tranzito ở trạng thái gần bão hòa (quasi-saturation).

Với dòng i_C đã cho, nếu i_B vùng N^- lại giảm. Khi vùng này hoàn toàn chuyển sang loại P tranzito bão hòa, lớp N^+ của côlectơ kích tạp mạnh, ngăn trở vùng bazơ mở rộng hơn.

Việc tăng số tái hợp do mở rộng bazơ làm hệ số khuếch đại dòng điện giảm. Điện áp v_{CB} trở nên âm một chút.



Hình 4.5. Tranzito bão hòa

Nếu điện áp V_{CB} trở nên âm nhiều, để chuyển tiếp C-B trở nên dẫn theo chiều thuận, dòng điện côlectơ đổi chiều, tranzito sẽ bị bão hòa, đây là sự hoạt động cần tránh. Trên hình 4.5 biểu diễn các dạng truyền điện tích bên trong tinh thể và các tái hợp (được biểu diễn bằng vòng tròn nhỏ) đối với các tranzito làm việc ở chế độ tuyến tính, chế độ gần bão hòa, chế độ bão hòa và quá bão hòa.

4.1.4. ĐẶC TÍNH TÍNH

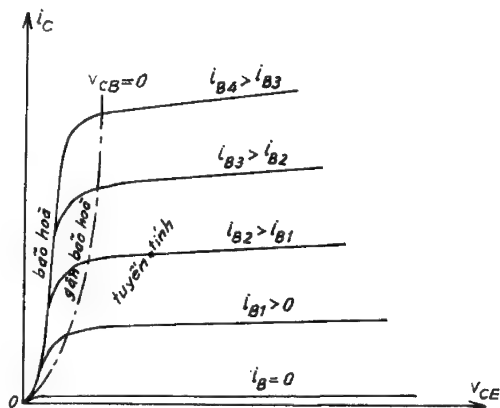
Đặc tính ra : Đặc tính ra biểu thị quan hệ giữa dòng i_C qua "chuyển mạch" theo điện áp V_{CE} trên cực của nó, với các giá trị dòng điều khiển i_B khác nhau.

Trong vùng làm việc tuyến tính (hình 4.6), ta nhận được các đoạn thẳng theo biểu thức :

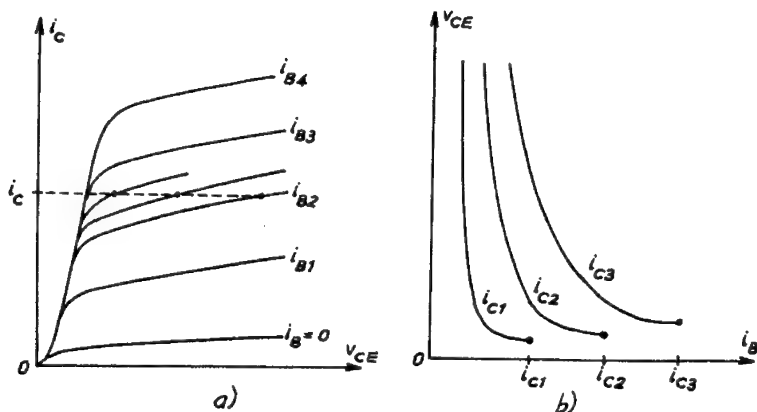
$$i_C = \beta \cdot i_B + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (4.8)$$

Các đoạn thẳng này không hoàn toàn nằm ngang bởi vì β và I_{CBO} tăng theo V_{CE} một chút.

Khi V_{CB} trở nên âm, nghĩa là khi điện áp v_{EC} trở nên nhỏ hơn điện áp v_{BE} trên cực chuyển tiếp bazơ - êmitơ phân cực thuận. Trong vùng gần bão hòa việc giảm hệ số khuếch đại dòng điện sẽ dẫn tới giảm i_C ở giá trị i_B đã cho. Khi đạt tới bão hòa, i_C không phụ thuộc



Hình 4.6. Đặc tính ra



Hình 4.7. Đặc tính điều khiển

vào i_B nữa, tất cả các đặc tính trùng nhau ở một đường cong đi qua điểm $V_{CE} = 0, i_C = 0$.

Trong điện tử công suất người ta cho tranzito làm việc ở chế độ đóng hoặc mở :

- Trong khoảng khóa, sử dụng đặc tính ở $i_B = 0$ (bỏ qua i_C).
- Trong khoảng dẫn (bão hòa), người ta sử dụng đặc tính ở chế độ bão hòa hoặc gần bão hòa với V_{CE} rất nhỏ. Điểm làm việc của tranzito đi ra ngoài đường nét đậm trên hình 4.6 khi chuyển mạch.

Đặc tính điều khiển $V_{CE} = f(i_B)$ với i_C không đổi được suy trực tiếp từ đặc tính ra như ở hình 4.7a. Với giá trị i_C đã cho (hình 4.7b), V_{CE} giảm khi i_B tăng và tiến đến giá trị cực tiểu ứng với giao điểm của đường thẳng ở i_C không đổi với phần đặc tính ra ở đó tranzito bão hòa. Giá trị cực tiểu tăng theo i_C và ký hiệu V_{CE} bão hòa.

Nếu lấy i_C và v_{CE} ta cũng nhận được giá trị dòng điện i_B . Ta nhận thấy khi đạt tới giới hạn V_{CE} bão hòa, tăng i_B không gây ảnh hưởng gì. Ngược lại lượng điện tích dư trong bazơ sẽ lớn hơn, làm tăng thời gian tích tụ. Thông thường các đặc tính giới hạn ở i_B bằng i_C .

Để đặc trưng cho tranzito công suất về dòng điện cho :

- Dòng điện colectơ ở chế độ một chiều.
- Giá trị cực đại của dòng điện colectơ xung lặp lại I_{CM} .
- Điện áp rơi V_{CE} cho theo một hoặc nhiều giá trị i_C , trong đó I_C bão hòa.

Đặc tính vào $V_{CE} = f(i_B)$ vẽ theo các giá trị i_C (hình 4.8) có dạng như đường cong của chuyển tiếp PN. Ở dòng điện i_B đã cho, V_{BE} tăng theo i_C một chút.

Mặc dù hệ số khuếch đại dòng điện ở chế độ bão hòa thấp, hệ số khuếch đại công suất lớn bởi vì V_{BE} nhỏ hơn điện áp trong mạch điều khiển nhiều.

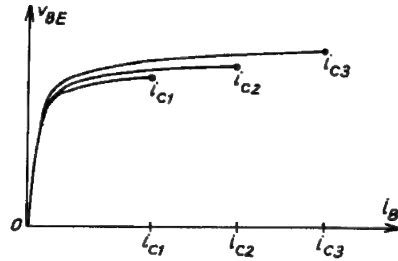
- Để chuyển mạch nhanh sang trạng thái mở, có thể đặt điện áp V_{BE} âm, nghĩa là phân cực ngược chuyển tiếp bazơ-êmitơ.

4.1.5. HIỆN TƯỢNG THÁC TRONG CHUYỂN TIẾP C-B VÀ GIỚI HẠN ĐIỆN ÁP.

Trị số cực đại của điện áp V_{CE} mà tranzito có thể khóa bị giới hạn bởi hiện tượng đánh thủng do thác của chuyển tiếp C-B phân cực ngược.

- Ở chế độ tuyến tính ($i_B > 0$)

Nếu ký hiệu BV_{CBO} là điện áp thác, dòng điện emitor bằng không của chuyển tiếp C-B với giá trị điện áp cao, dòng điện qua chuyển tiếp này được nhân với :



Hình 4.8. Đặc tính vào

$$M = \frac{1}{1 - (V_{CB}/BV_{CBO})^n} \quad (4.8)$$

Vì V_{BE} nhỏ ta có thể lấy :

$$M = \frac{1}{1 - (V_{CE}/BV_{CBO})^n} \quad (4.9)$$

Với các giá trị V_{CE} bé, M gần bằng 1 và có quan hệ :

$$i_C = \alpha \cdot i_E + I_{CBO}$$

Đối với các giá trị V_{CE} lớn, ta có thể viết :

$$i_C = M \cdot \alpha \cdot i_E + M \cdot I_{CBO} = M \cdot \alpha (i_C + i_B) + M \cdot I_{CBO} \quad (4.11)$$

suy ra :

$$i_C = M \frac{\alpha \cdot i_B + I_{CBO}}{1 - M \cdot \alpha} \quad (4.12)$$

Biểu thức này cho thấy i_C tiến đến vô cùng khi M tiến đến $1/\alpha$.

Theo biểu thức M , ứng với một giá trị V_{CEO} của V_{CE} có :

$$1 - \left(\frac{V_{CEO}}{BV_{CBO}} \right)^n = \alpha \quad (4.13)$$

$$V_{CEO} = BV_{CBO} \sqrt[n]{1 - \alpha} = BV_{CBO} \sqrt[n]{\frac{1}{1 + \beta}} \approx \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{1 + \beta}} < BV_{CBO} \quad (4.14)$$

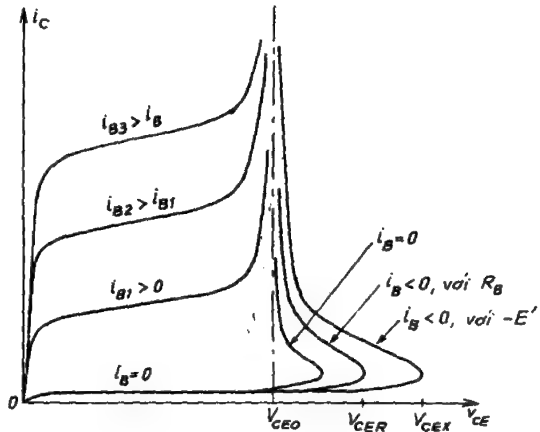
Giá trị này hạn chế V_{CE} theo i_B được cho trên hình 4.9.

- Ở chế độ khóa $i_B \leq 0$

Nếu bazơ không nối ($i_B = 0$), hiệu ứng tranzito rất yếu và α nhỏ hơn 1 rất nhiều.

Giá trị V_{CE} gây hiệu ứng thác lớn hơn giá trị trước. Sự xuất hiện dòng điện i_C lớn làm tranzito trong các điều kiện tương tự phân cực thuận và V_{CE} tiệm cận về V_{CEO} như trên hình 4.9.

- Khi nối bazơ với êmitơ qua điện trở R_B , V_{BE} dương và rất bé. Không có hiệu ứng tranzito và hiện tượng thác phát sinh ra khi V_{CE} đạt tới BV_{CBO} . Trong thực tế dòng điện I_{CBO} qua chuyển tiếp được nhân với M , phân dòng điện $M.I_{CBO}$ cung cấp i_B đủ để làm cho chuyển tiếp B-E dẫn và lại xuất hiện hiệu ứng tranzito khi V_{CE} trở nên



Hình 4.9. Đặc tính $i_C(V_{CE})$

lớn. Thác sẽ xảy ra khi V_{CER} nhỏ hơn BV_{CBO} và phụ thuộc vào R_B .

- Khi máy phát đưa điện áp âm vào các cực của chuyển tiếp B-E, hiện tượng thác xảy ra với giá trị V_{CEX} của V_{CE} để V_{CB} bằng BV_{CBO} . Vì V_{BE} âm, điện áp V_{CEX} bằng :

$$V_{CEX} = V_{BE} + BV_{CBO} \text{ vẫn còn nhỏ hơn } BV_{CBO}.$$

Trong mọi trường hợp, ngay sau khi i_C lớn, điện áp V_{CE} tiệm cận đến V_{CEO} .

Để đặc trưng cho tranzito công suất về điện áp có :

- Điện áp côlectơ-êmitơ tức thời cực đại V_{CEO} có thể chịu đựng dù bazơ có bị phân cực thế nào.

- Điện áp côlectơ-êmitơ tức thời cực đại V_{CEX} có thể chịu đựng với phân cực âm khi quy định giá trị của V_{BE} .

4.1.6. DIỆN TÍCH AN TOÀN

Trên mặt phẳng các đặc tính ra có các giới hạn các điểm làm việc không được vượt quá.

4.1.6.1. ở chế độ một chiều

Ở chế độ một chiều diện tích an toàn được sử dụng ở chế độ tuyến tính (hình 4.10).

Đối với một nhiệt độ vỏ T_c đã cho, diện tích an toàn được xác định như sau :

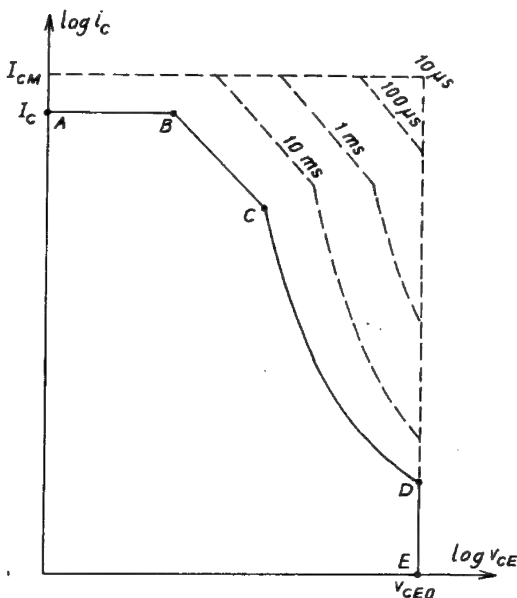
- Đoạn AB ứng với dòng điện côlectơ cho phép ở chế độ một chiều.

- Đoạn BC ứng với công suất tiêu tán cực đại của tranzito. Ta có phương trình :

$$\begin{aligned} V_{CE} i_C &= P_{\max} = \\ &= (T_{j\max} - T_c) / R_{th} \end{aligned}$$

T_j là nhiệt độ cực đại của chuyển tiếp C-B ; R_{th} là nhiệt trở của chuyển tiếp CB.

- Đoạn CD ứng với hiện tượng đánh thủng trực tiếp thứ hai, giới hạn bởi P_{\max} . Giả thiết mật độ dòng điện đồng đều trong các vùng khác nhau



Hình 4.10. Diện tích an toàn

của tranzito, rất khó thực hiện ở chuyển tiếp B-E. Với các giá trị V_{CE} i_C lớn dù còn nhỏ hơn P_{max} sự khác nhau của mật độ các đường dòng điện gây phát nóng cục bộ dẫn đến phá hủy tranzito do quá nhiệt.

- Đoạn DE ứng với điện áp cực đại v_{CEO} .

Khi làm việc ở chế độ xung (đường nét đứt trên hình 4.10) cực đại của V_{CE} bằng V_{CEO} nhưng giá trị tức thời của i_C có thể đạt tới i_{CM} và công suất tức thời $V_{CE} i_C$ chấp nhận tăng dần và các xung rất ngắn.

4.1.6.2. ở chế độ chuyển mạch

Diện tích an toàn của tranzito làm việc ở chế độ chuyển mạch ứng với sự làm việc bình thường của một tranzito công suất, ta gọi là diện tích làm việc.

Quá trình chuyển mạch phụ thuộc vào sự phân cực của chuyển tiếp êmitơ-bazơ. Ta phân biệt :

- Diện tích phân cực thuận ;
- Diện tích phân cực ngược.

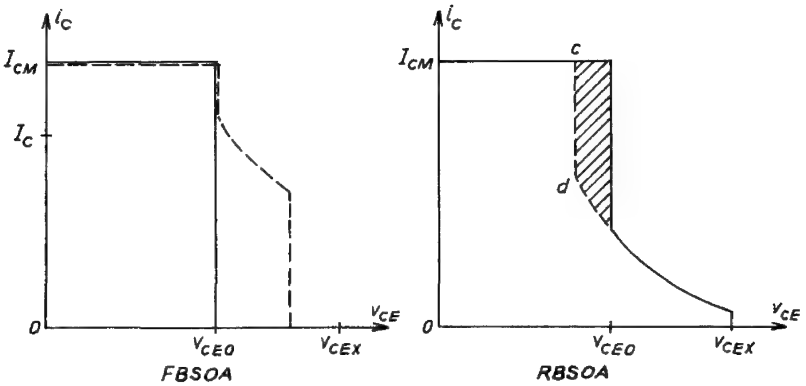
Ở chế độ phân cực âm, quá trình khóa phụ thuộc vào trạng thái trước sao cho thực hiện khóa khi tranzito đã bị bão hòa khi dẫn và khó thoát nhanh các hạt đang ở côlectơ. Nếu khóa ở trạng thái gần bão hòa, tranzito có thể cho phép điện áp lớn hơn khi khóa ở trạng thái bão hòa. Quá trình khóa sẽ đều nhất nếu điều khiển không đột biến, do vậy cần hạn chế tốc độ di_B/dt khi chuyển từ giá trị dương sang âm.

4.1.6.3. Diện tích an toàn khi quá tải đột biến

Các giới hạn dòng điện của diện tích có thể vượt quá một số lần hạn chế mà không làm hỏng tranzito. Người ta xác định diện tích quá tải đột biến theo phân cực thuận và phân cực ngược cho trên hình 4.11.

Trong diện tích phân cực thuận ta vẽ một số đường cong i_B không đổi. Các đường cong có đánh dấu thời gian chỉ ra công suất tức thời $V_{CE} i_C$ cho phép giảm đi khi thời gian sự cố tăng. Ở một số giá trị dòng điện đỉnh I_{CSM} , tình thế chịu sự thay đổi không đảo ngược. Trong vùng phân cực ngược, ứng với cắt dòng điện sự cố bằng cách đảo ngược dòng điện bazơ, phần gạch

chéo chỉ cho qua khi ở chế độ gần bão hòa, đi từ ab về de . Các diện tích quá tải cho phép thấy rõ tranzito có thể chịu được ngắn mạch trực tiếp của tải, có thể chịu được sự phóng điện của tụ lọc phía trước, nếu cần bổ sung một điện cảm hạn chế.



Hình 4.11. Quá tải đột biến

4.1.7. CHUYỂN MẠCH ĐÓNG

Trong các bộ biến đổi tĩnh, tranzito được sử dụng như một khóa chuyển mạch, khi thì ở trạng thái bão hòa ($V_{CE} \approx 0$ do đó khóa chuyển mạch đóng), khi thì bị khóa ($i_C = 0$, khóa chuyển mạch hở). Sự chuyển từ trạng thái này sang trạng thái khác (hay còn gọi là sự chuyển mạch), cần ngăn nhất có thể, gây tổn hao công suất thấp nếu muốn làm việc ở tần số cao. Mặt khác sự chuyển mạch là nguồn gốc tạo nên đỉnh nhọn điện áp hoặc dòng điện phụ thuộc vào mạch chứa tranzito. Cần chú trọng nghiên cứu đặc biệt về chuyển mạch và các thông số đặc trưng cho phần tử bán dẫn.

Khi đặt vào bazơ của tranzito bị khóa bằng điện áp V_{CE} dương một bước nhảy dòng điện i_{B1} , dòng điện còlectơ tăng dần từ không tới I (hình 4.12). Thời gian tổng xác lập dòng điện t_{on} bao gồm :

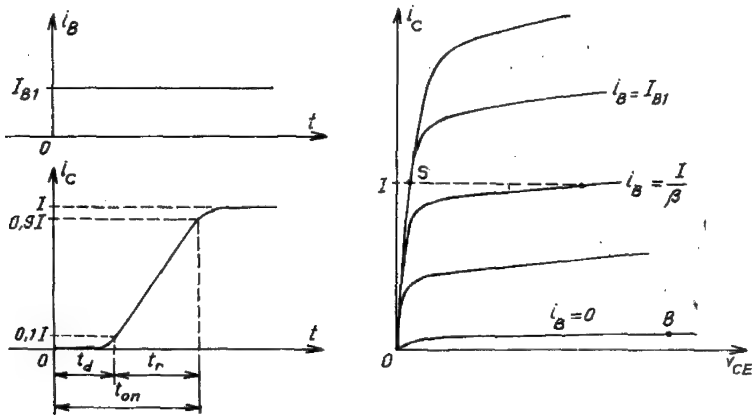
- Thời gian trễ t_d để i_C từ 0 đến $0,1 I$;
- Thời gian tăng trưởng để i_C từ $0,1 I$ đến I .

Về mặt vật lý, sự trễ ứng với thời gian cần thiết để các hạt đa số chiếm lấy miền chuyển tiếp B-E. Các diện tích ứng với sự biến mất của

vùng này gọi là điện tích chuyển tiếp do i_B mang tới. Các điện tử của êmitơ không còn đến bazơ nữa, hiệu ứng tranzito không xuất hiện, dòng điện côlectơ không đáng kể.

Sự tăng trưởng dòng điện tương ứng việc xác lập dòng điện tử trong lớp P từ êmitơ tới và tạo nên dòng i_C . Điện tích chứa trong lớp bazơ khi i_C bằng I gọi là dòng điện khuếch tán.

Trong hệ trục $V_{CE} - i_C$, điểm làm việc phải chuyển từ điểm B (bị khóa) sang điểm S (bão hòa).

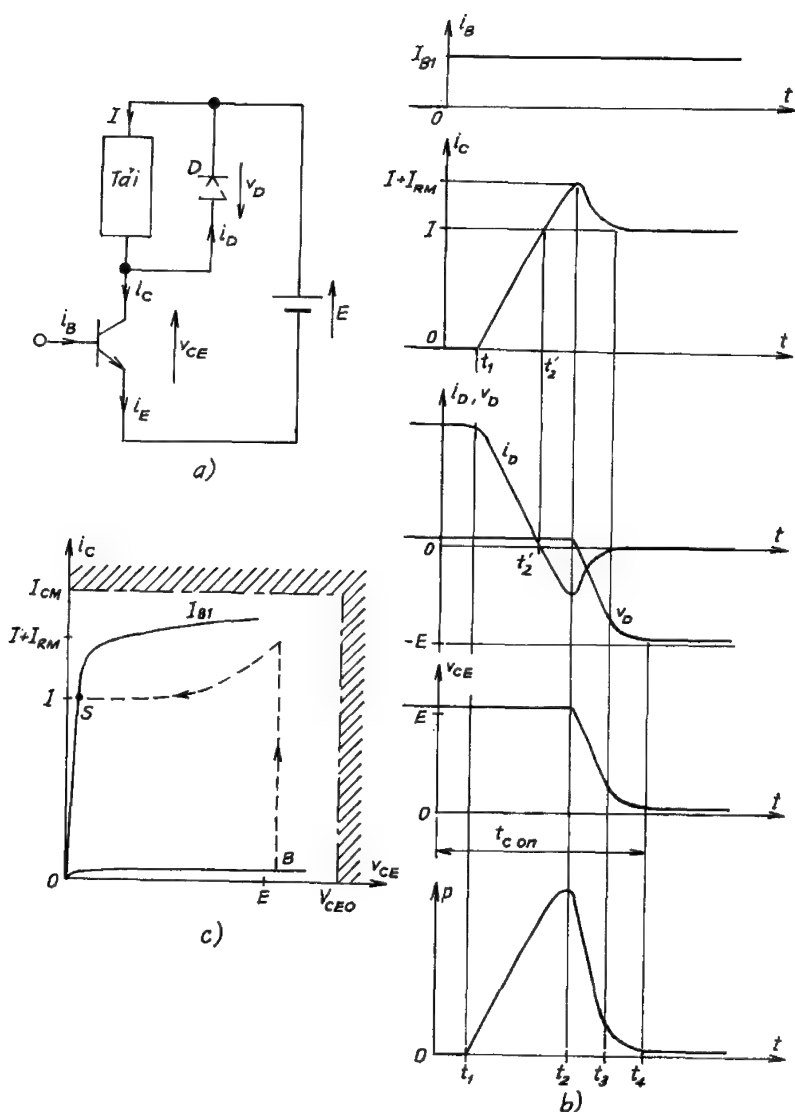


Hình 4.12. Xác lập dòng điện i_C

Quỹ đạo tiếp tục của điểm làm việc đi từ B tới S với tốc độ và tổn hao chuyển mạch phụ thuộc vào sự tăng trưởng của điện áp V_{CE} và mạch nối với tranzito. Thông thường sự chuyển mạch dòng điện chuyển từ điện cảm-diốt tới tranzito theo sơ đồ ở hình 4.13a.

Để tính tổn hao chuyển mạch trong trường hợp diốt có thời gian phục hồi dòng điện bé, ta sử dụng dạng sóng đơn giản hóa trên hình 4.14. Giả thiết dòng điện i_C tăng tuyến tính từ 0 đến i_{Cmax} còn V_{CE} giảm tuyến tính từ $V_{CEmax} = E + \Delta V$ tới 0 trong thời gian $t = t_2$ và $t = t_4$. Trong các điều kiện này năng lượng tiêu tán trong tranzito mỗi khi chuyển mạch bằng :

$$W = \frac{1}{2} V_{CEmax} i_{Cmax} (t_2 - t_1) + \frac{1}{2} V_{CEmax} I (t_4 - t_2) \quad (4.15)$$



Hình 4.13. Sự chuyển mạch tranzito

t_r là thời gian tăng trưởng của dòng i_C ứng với dòng điện từ $0,1I$ đến $0,9I$:

$$t_2 - t_1 = 1,25t_r \frac{I + I_{RM}}{I} \quad (4.16)$$

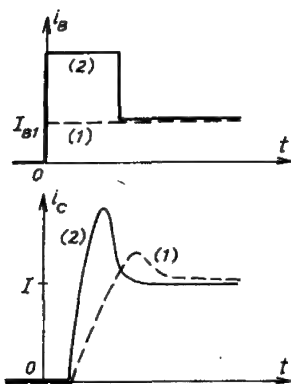
Khi chưa biết thời gian suy giảm điện áp, gần đúng có thể xác định :

$$W = V_{CEmax} i_{Cmax} t_r \quad (4.17)$$

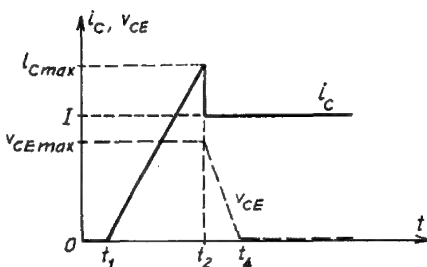
Để giảm tổn hao chuyển mạch khi đóng, có thể mắc nối tiếp một điện cảm nhỏ với tranzito.

Để giảm thời gian chuyển mạch, trong khoảng thời gian tương ứng dòng điện bazơ I_B lớn hơn I_{B1} cần thiết để đảm bảo bão hòa, sau đó trở về I_{B1} để tránh tăng điện tích tích tụ không cần thiết. Hình 4.15 cho hai tín hiệu điều khiển và dạng sóng tương ứng của dòng điện i_C . Bắt đầu từ dòng điện bazơ :

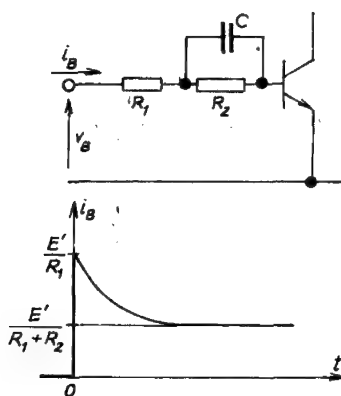
- giảm thời gian tăng trưởng của i_C
- có thể giảm tổn hao chuyển mạch nhưng tăng i_C bằng cách tăng điểm dòng điện phục hồi của diốt, nếu không giảm I_B quá nhanh.



Hình 4.15



Hình 4.14. Dạng sóng chuyển mạch đơn giản



Hình 4.16

Hình 4.15 cho thấy một cách đơn giản sự thay đổi của dòng i_B . Nguồn áp V_B thay đổi từ 0 ở $t = 0$ đến E'/R_1 rồi trở về $E'/(R_1/R_2)$ với hằng số thời gian $R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$ do bazơ được nối với mạch gồm R_1 , R_2 và C .

4.1.8. CHUYỂN MẠCH MỞ

Cũng như các linh kiện bán dẫn khác, ta ký hiệu thời gian suy giảm toàn bộ t_{off} là thời gian kể từ lúc đặt tín hiệu mở lên cực điều khiển đến khi dòng điện trong tranzito bị dập tắt hoàn toàn.

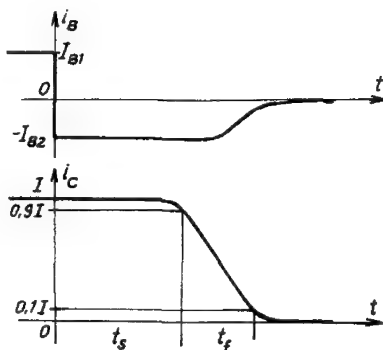
Để ngắt dòng điện lớn qua tranzito, ta đổi chiều dòng điện bazơ từ I_{B1} sang $-I_{B1}$ và duy trì giá trị âm cho đến khi dòng i_C bằng không (hình 4.17).

Thời gian dập tắt dòng điện gồm hai phần :

- Thời gian tích tụ t_s để i_C từ I giảm tới $0,9I$.
- Thời gian suy giảm t_f để i_C từ $0,9I$ xuống $0,1I$.

Thời gian tích tụ tương ứng với sự thoát các điện tích dương tích tụ trong miền P. Thời gian này càng dài nếu dòng điện càng lớn, tranzito càng bão hòa, dòng điện $-I_{B2}$ càng nhỏ.

Thời gian suy giảm cần thiết để các hạt thiểu số của bazơ trở về emitter hoặc tái hợp với các lỗ. Sự biến mất điện tích khuếch tán này phụ thuộc vào I , vào $-I_{B2}$, nhiệt độ chuyển tiếp và tốc độ tăng trưởng của điện áp V_{CE} .



Hình 4.17. Dập tắt dòng điện

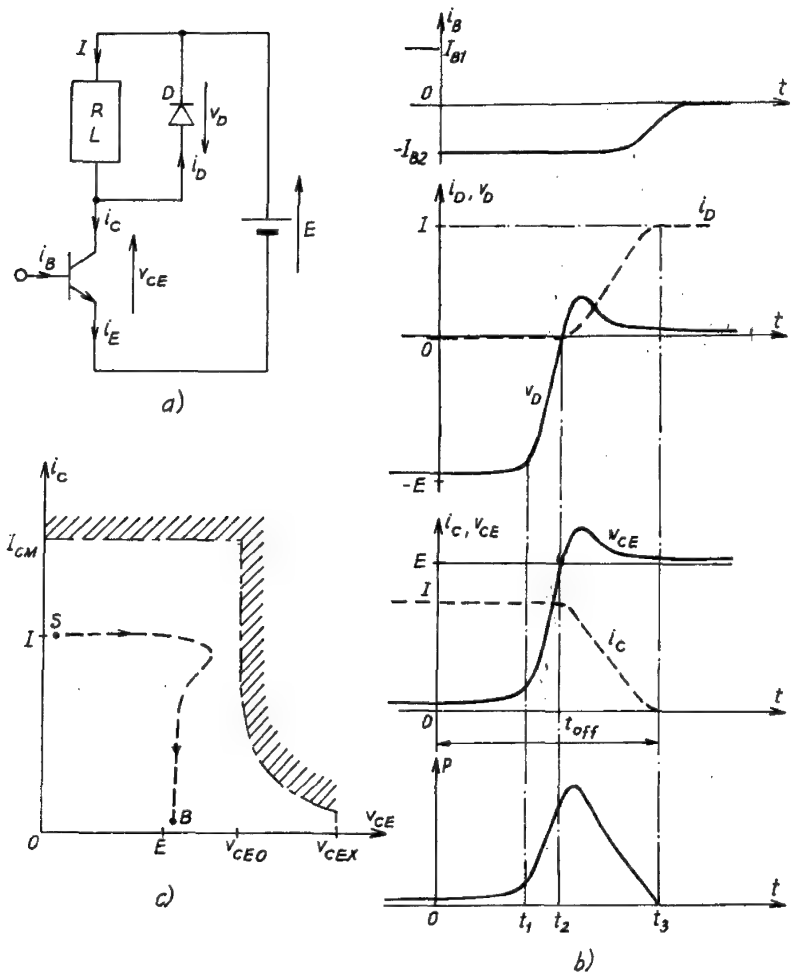
Ta có thể theo dõi chuyển mạch mở trong sơ đồ ở hình 4.18a cũng giống như đã mô tả đối với chuyển mạch đóng. Giả thiết dòng điện I không đổi :

$$i_C + i_D = I, \quad V_{CE} - V_D = E$$

Trong khoảng $0 + t_1$ ứng với thời gian tích tụ của tranzito. Một khi các điện tích dư thừa của bazơ đã thoát, dòng điện i_C không thể giảm vì điôt có điện áp âm trên các cực của nó không thể dẫn được, do đó dòng i_B tiếp tục lấy các điện tích dương của bazơ, làm tăng điện trở suất của nó và tăng

điện trở trong của tranzito (khoảng $t_1 \div t_2$). Đầu vào của diôt dẫn khi $t = t_2$ dẫn tới quá điện áp trong V_{CE} . Sự tăng của i_D liên quan đến việc giảm i_C . Khi i_D đạt tới giá trị I thì tranzito bị khóa.

Hình 4.18b trình bày dạng sóng của i_B , i_D và V_D của i và V_{CE} , công suất tiêu tán của tranzito. Hình 4.18c vẽ quỹ đạo của các điểm làm việc bên trong diện tích RBSOA.



Hình 4.18. Chuyển mạch mở

- Tổn hao công suất khóa

Các tổn hao do chuyển mạch khóa thực chất là do dòng điện i_C chỉ dập tắt sau khi điện áp V_{CE} phục hồi.

Để đơn giản hóa việc tính toán năng lượng tiêu tán trong tranzito mỗi khi khóa, ta giả thiết i_C giảm về không một cách tuyến tính trong thời gian bằng $1,25 t_f$ và trong suốt khoảng thời gian này điện áp V_{CE} có giá trị sẽ có ở cuối chuyển mạch (hình 4.19).

Điện áp V_{CE} bằng $E + \Delta V$, ΔV là điện áp rơi trên diốt. Trong các điều kiện này tổn hao :

$$W = \frac{1}{2} V_{CE} I \cdot \frac{t_f}{0,8} \quad (4.18)$$

Mặc dù bỏ qua tổn hao ứng với việc tăng điện áp V_{CE} trước khi dòng điện chưa bắt đầu giảm và do quá điện áp (phần gạch chéo trên hình 4.19). Gần đúng ta có thể lấy :

$$W \approx V_{CE} I t_f \quad (4.19)$$

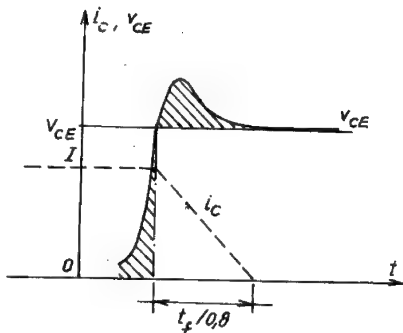
Để giảm các tổn hao này ta có thể sử dụng bộ suy giảm (snubber), thực chất gồm một tụ điện nối song song với các cực tranzito. Tụ điện làm giảm dòng i_C .

Để giảm thời gian dập tắt dòng điện có thể tạo nên hạn chế làm việc ở tần số cao, ta cần phải giảm số lượng điện tích cần thoát hoặc sử dụng một xung dòng điện bazơ âm có liều lượng đủ mạnh.

Thời gian tích trữ t_s phụ thuộc vào số lượng điện tích dư thừa trong bazơ khi đang dẫn, mặt khác t_s khá dài. Nếu ta hạn chế sự bão hòa của tranzito đang dẫn ở trạng thái gần bão hòa, điện áp rơi V_{CE} hơi lớn hơn một chút nhưng t_s giảm nhiều.

Để tránh bão hòa tranzito ta có thể sử dụng sơ đồ trên hình 4.20.

Nếu giả thiết điện áp rơi ΔV bằng nhau trong tất cả các diốt đang dẫn, điện áp V_{CE} không thể giảm dưới :



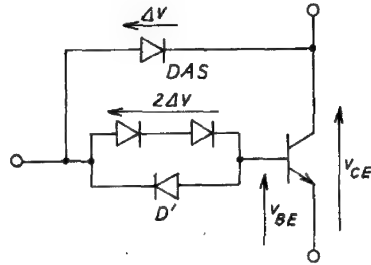
Hình 4.19. Biến thiên i_C , V_{CE} khi khóa

$$V_{CEmin} = V_{BE} + \Delta V \quad (4.20)$$

Trên hình 4.20, diôt DAS nối với còlectơ gọi là diôt khử bão hòa. Diôt D' cho dòng điện ngược của bazơ qua ở thời điểm khóa.

Điểm dòng điện bazơ âm :

Thời gian khóa cũng phụ thuộc vào tốc độ thoát các điện tích thừa dư, nghĩa là dòng điện ngược của bazơ I_{B2} . Tuy nhiên I_{B2} quá lớn có thể gây tổn hao lớn khi khóa.



Hình 4.20. Khử bão hòa

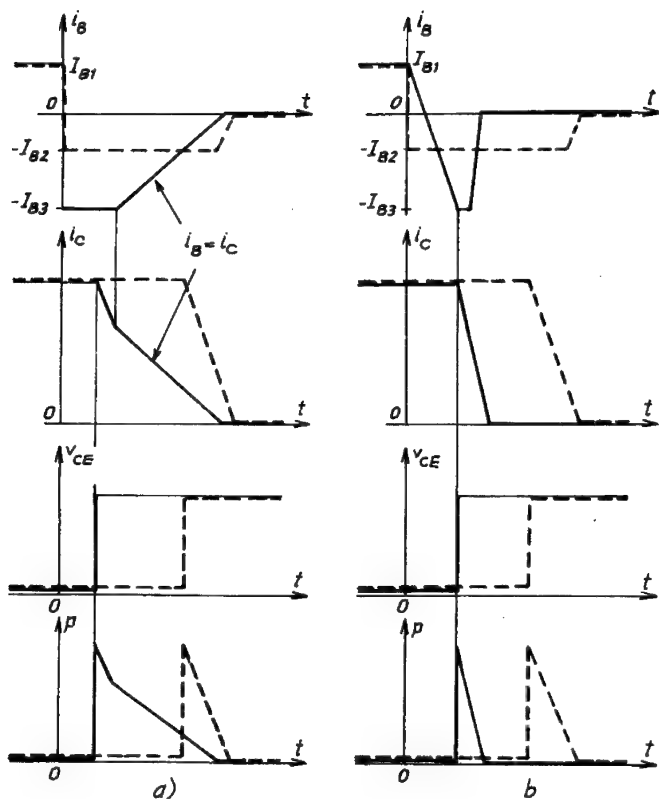
- Dòng điện bazơ trung bình $-I_{B2}$ (nét đứt trên hình 4.21a và 4.21b) thoát các điện tích dư thừa trong bazơ trong khoảng t_s rồi đảm bảo giảm dần i_C để hiệu ứng tranzito biến mất.

- Dòng điện bazơ lớn $-I_{B3}$ (hình 4.20a) làm xuất hiện đột ngột vùng chuyển tiếp B-E rất nhanh và làm thoát các lỗ, do vậy làm giảm dòng điện i_E . Thời gian t_s giảm bởi vì sự suy giảm i_C xuất hiện rất nhanh. Tuy nhiên tất cả điện tích dương tích lũy không được thoát, các điện tích của bazơ thoát bởi i_B , điện tích của còlectơ tái hợp chậm bởi vì dòng điện từ từ êmitơ đến qua bazơ đã biến mất. Sau đó dòng điện i_C bị kéo dài trong khi điện áp V_{EC} tăng lên làm tổn hao chuyển mạch tăng. Sau thời gian tích lũy dòng điện tăng từ I_{B2} đến I_{B3} , dòng điện bazơ âm cho phép i_C suy giảm nhanh.

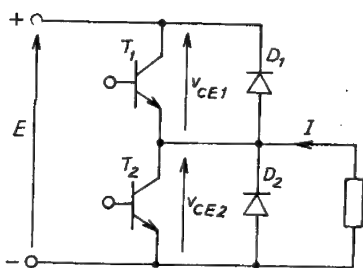
Ta cũng đến cùng một kết luận nếu đặt $-di_B/dt$ thích hợp, một dòng điện bazơ âm lớn (hình 4.21b). Ta cũng thu được di_B/dt khi có điện cảm nhỏ trong mạch.

Một ưu điểm của phương pháp này là tránh tập trung các đường dòng điện vì chúng sẽ tạo nên các điểm nóng.

Tranzito thực hiện chức năng của một khóa chuyển mạch một chiều điều khiển bằng bazơ. Vì cấu trúc của nó đối xứng nên một điện áp V_{CE} âm có thể làm tranzito dẫn theo chiều ngược. Nếu dòng điện ngược lớn,



Hình 4.21. Giảm thời gian dập tắt dòng điện



Hình 4.22. Sơ đồ khắc phục dòng điện ngược

công suất tiêu tán trong chuyển tiếp E-B nhanh chóng vượt quá giá trị cho phép, gây hư hỏng tranzito.

Trong nhiều ứng dụng người ta nối một diôt song song với các cực của tranzito. Diôt này dẫn sẽ bảo vệ tranzito tránh giá trị V_{CE} quá âm. Tuy nhiên điện áp rơi thuận của diôt này có thể làm chuyển tiếp B-C dẫn. Nếu mạch bazơ không hở mà đóng qua điện trở bazơ-êmitơ, dòng điện có thể đi từ E tới C qua điện trở R_B và chuyển tiếp B-E không làm tranzito hư hỏng. Dòng điện ngược sẽ lớn hơn nếu bazơ phân cực thuận, điện áp phân cực sẽ thêm vào V_{CE} .

Tuy nhiên dòng điện ngược của tranzito trong nhiều trường hợp bị hạn chế. Ví dụ trong sơ đồ ở hình 4.22, tiếp theo chuyển mạch diôt D_1 -tranzito T_2 . Khi D_1 dẫn, điện áp V_{CE1} rất nhỏ, sự khóa T_2 đảm bảo chuyển dòng

điện tải I từ D_1 tới T_2 , nhưng V_{CE1} chưa thay đổi khi D_1 còn dẫn. Khi dòng điện trong D_1 triệt tiêu, sự giảm nhanh chóng của V_{CE2} dẫn đến sự tăng nhanh V_{CE1} . Các điện tích của dòng điện ngược của tranzito T_1 rời khỏi chuyển tiếp B-E rất nhanh mà R_B phân cực theo chiều thuận. Dòng điện này thêm vào dòng phục hồi của D_1 gây quá dòng điện trong T_2 .

Do vậy, cần thận trọng duy trì điện áp âm trên các cực của chuyển tiếp E-B của T_1 trước khi khóa T_2 để hạn chế dòng điện trong T_1 . Hơn nữa cần tránh dẫn đồng thời T_1 và T_2 , dẫn tới điều khiển đóng hai tranzito đồng thời.

4.2. SƠ ĐỒ DARLINGTON

Hệ số khuếch đại dòng điện của tranzito lưỡng cực làm việc ở chế độ bão hòa rất bé, đặc biệt với tranzito cao áp. Sơ đồ Darlington cho phép ở dòng colectơ đã cho làm bão hòa tranzito với dòng điện bazơ bé hơn, do vậy dễ dàng điều khiển.

Sơ đồ Darlington được tạo nên từ hai tranzito lưỡng cực kiểu NPN ký hiệu T_1 và T_2 trên hình 4.23, dòng điện bazơ của T_2 bằng dòng điện êmitơ của T_1 .

4.2.1. HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI DÒNG ĐIỆN

Nếu gọi β_1 và β_2 là hệ số khuếch đại dòng của hai tranzito, dòng i_C của tranzito tương đương của cả hai tranzito là :

$$i_C = i_{C1} + i_{C2} \quad (4.17)$$

$$i_C = \beta_1 i_{B1} + \beta_2 i_{B2} = \beta_1 i_{B1} + \beta_2 i_{E1} = \beta_1 i_{B1} + \beta_2 (1 + \beta_1) i_{B1}$$

$$i_C = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) i_B \quad (4.18)$$

Hệ số khuếch đại dòng của tranzito tương đương :

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \quad (4.19)$$

Để làm việc ở chế độ bão hòa ta sử dụng β_1 và β_2 ứng với i_C , các giá trị này phụ thuộc nhiều vào i_C . Xây dựng đặc tính $i_C = f(i_B)$ từ các đặc tính tương ứng của T_1 và T_2 (hình 4.24).

Trong góc phần tư thứ nhất ta vẽ $i_{C1} = f(i_{B1})$, trong góc thứ ba vẽ $i_{C2} = f(i_{B2})$. Vì $i_{E1} = i_{C1} + i_{B1}$, từ đường cong đầu tiên ta có thể suy ra đặc tính $i_{E1} = f(i_{C1})$ được vẽ trên góc thứ hai.

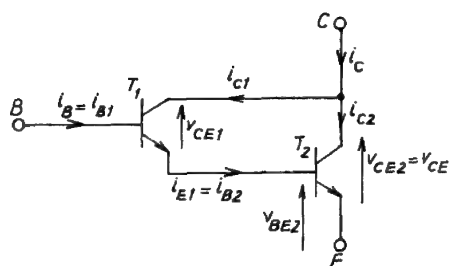
Với một giá trị OA của dòng điện i_B ta được $i_{C1} = OB$. Dòng điện $i_{E1} = OC = OA + OB$. Vì $i_{B2} = i_{E1} = CD$ biểu diễn i_{C2} . Dòng điện $i_C = i_{C1} + i_{C2}$ bằng tổng $CD + OB$ ta vẽ thành OE. Điểm có hoành độ OA và tung độ OE là một điểm của đường cong $i_C = f(i_B)$, được biểu diễn trên góc thứ tư.

Để có cùng dòng điện côlectơ với mình, tranzito T_2 cần có dòng điện bazơ bằng OA'.

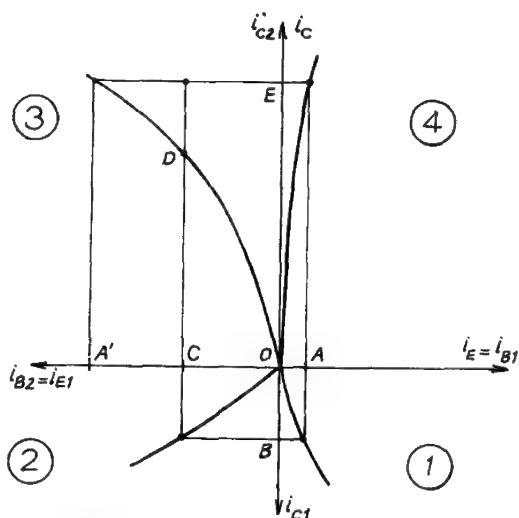
Sơ đồ trên hình 4.24 cho thấy sơ đồ Darlington cần dòng điện điều khiển nhỏ hơn nhiều so với sơ đồ chỉ sử dụng tranzito T_2 .

Ở i_C đã cho, tranzito Darlington làm việc với các dòng điện côlectơ và bazơ thấp hơn (CD thay cho OE, OC thay cho OA'). Ở công suất chuyển mạch đã cho, ta có thể sử dụng đối với T_2 một tranzito nhỏ hơn, do đó rẻ hơn.

Sơ đồ trên hình 4.23 cho thấy điện áp $V_{CE2} = V_{CE1} + V_{BE2}$ luôn lớn hơn V_{BE2} .



Hình 4.23. Sơ đồ Darlington



Hình 4.24. Biểu đồ $i_C = f(i_B)$

Tranzito T_1 có tác dụng như một thiết bị khử bão hòa đối với tranzito T_2 . Tranzito này không bao giờ đạt tới bão hòa hoàn toàn, nó luôn ở trạng thái gần bão hòa.

Ở dòng điện côlectơ đã cho, điện áp rơi ở trạng thái dẫn của sơ đồ Darlington lớn hơn tranzito lưỡng cực bão hoà và vào khoảng 1,5 đến 2,5 V.

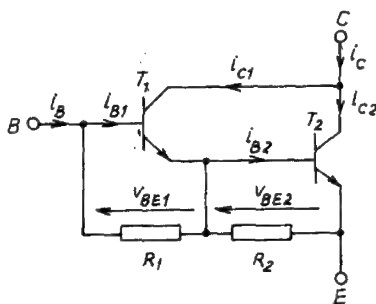
4.2.2. ĐIỆN TRỞ ỔN ĐỊNH

Khi lập biểu thức tính i_C , ta chưa kể đến các dòng điện rò của hai tranzito. Nếu đưa vào I_{CEO1} và I_{CEO2} , ta có biểu thức của i_C :

$$\begin{aligned}
 i_C &= i_{C1} + i_{C2} = \beta_1 i_{B1} + I_{CEO1} + \beta_2 i_{B2} + I_{CEO2} \\
 &= \beta_1 i_{B1} + I_{CEO1} + \beta_2 i_{E1} + I_{CEO2} \\
 &= \beta_1 i_{B1} + I_{CEO1} + \beta_2 (i_C + i_{B1}) + I_{CEO2} \\
 &= \beta_1 i_{B1} + I_{CEO1} + \beta_2 (\beta_1 i_{B1} + I_{CEO1}) + \beta_2 i_{B1} + I_{CEO2} \\
 &= (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) i_{B1} + (1 + \beta_2) I_{CEO1} + I_{CEO2} \quad (4.20)
 \end{aligned}$$

Hệ số khuếch đại dòng điện tĩnh β của tranzito tương đương có cùng biểu thức cũ nhưng dòng điện rò của T_1 được nhân với $(1 + \beta_2)$ và đưa vào biểu thức của T_2 . Dòng điện rò này thay đổi nhiều theo nhiệt độ, do vậy sơ đồ Darlington kém ổn định theo nhiệt độ.

Để khắc phục nhược điểm này, người ta nối các điện trở nhỏ giữa bazơ và êmitơ của mỗi tranzito (hình 4.25). Ta có :



Hình 4.25

$$i_{B1} = i_B - \frac{V_{BE1}}{R_1} \quad ; \quad i_{B2} = i_{E1} + \frac{V_{BE1}}{R_1} - \frac{V_{BE2}}{R_2} \quad (4.21)$$

từ đó có biểu thức mới của i_C :

$$\begin{aligned}
i_C &= i_{C_1} + i_{C_2} = \beta_1 i_{B_1} + I_{CEO_1} + \beta_2 i_{B_2} + I_{CEO_2} \\
&= \beta_1 \left(i_B - \frac{V_{BE_1}}{R_1} \right) + I_{CEO_1} + \beta_2 \left(i_{E_1} + \frac{V_{BE_1}}{R_1} - \frac{V_{BE_2}}{R_2} \right) + I_{CEO_2} \\
&= \beta_1 \left(i_B - \frac{V_{BE_1}}{R_1} \right) + I_{CEO_1} + \beta_2 \\
&\quad \left(\beta_1 i_{B_1} + I_{CEO_1} + i_{B_1} + \frac{V_{BE_1}}{R_1} - \frac{V_{BE_2}}{R_2} \right) + I_{CEO_2} \\
&= \beta_1 \left(i_B - \frac{V_{BE_1}}{R_1} \right) + I_{CEO_1} + \beta_2 \left[(1 + \beta_1) \left(i_B - \frac{V_{BE_1}}{R_1} \right) + \right. \\
&\quad \left. + I_{CEO_1} + \frac{V_{BE_1}}{R_1} - \frac{V_{BE_2}}{R_2} \right] + I_{CEO_2} \\
&= (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) i_B + (1 + \beta_2) \left(I_{CEO_1} - \beta_1 \frac{V_{BE_1}}{R_1} \right) + \\
&\quad + \left(I_{CEO_2} - \beta_2 \frac{V_{BE_2}}{R_2} \right) \tag{4.22}
\end{aligned}$$

Ta nhận thấy khi chọn R_1 và R_2 một cách hợp lý, có thể giảm mạnh ảnh hưởng của dòng điện rò và cải thiện sự ổn định nhiệt độ. Lưu ý rằng sự tiêu tán của điện trở R_1 và R_2 thấp bởi vì chúng chỉ mắc vào điện áp V_{BE1} và V_{BE2} .

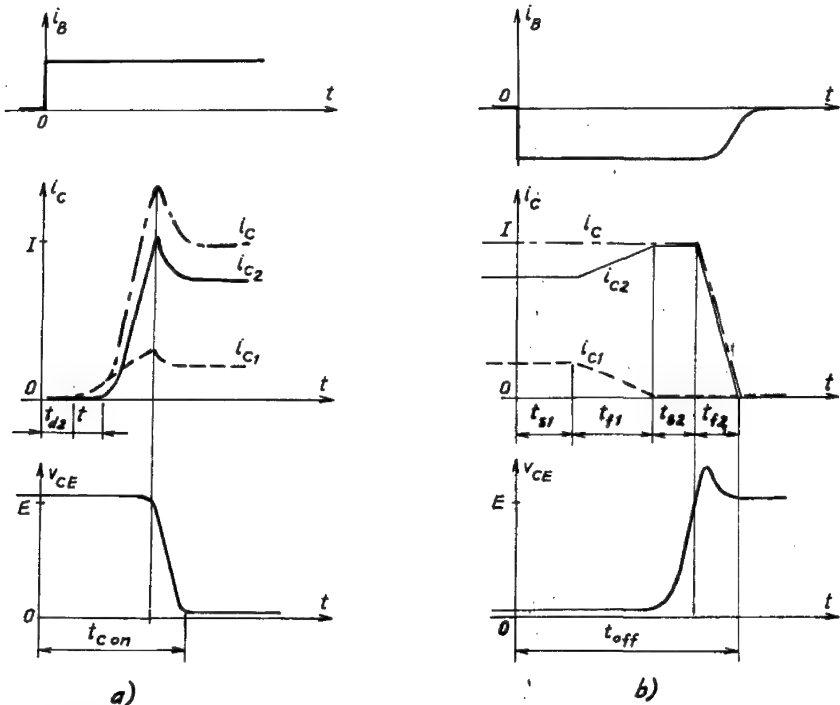
4.2.3. CHUYỂN MẠCH ĐÓNG

Khi đặt tín hiệu điều khiển vào bazơ của T_1 thì T_1 sẽ phản ứng đầu tiên, bởi vì dòng điện colectơ của T_2 chỉ tăng sau khi T_1 dẫn để cấp cho bazơ của nó.

Hình 4.26a cho các dạng sóng dòng điện và điện áp của sơ đồ Darlington, thay thế tranzito của hình 4.18a. Dòng điện i_{C1} chỉ xuất hiện sau thời gian t_{d1} của tranzito T_1 , sau đó với thời gian t_{d2} dòng i_{C2} sẽ xuất hiện. Tiếp theo i_{C1} và i_{C2} tăng cùng nhau tới khi đạt đến giá trị cuối. Điện áp V_{CE} bằng V_{CE2} có thể giảm đến giá trị ở chế độ bão hòa.

Dòng điện i_{C1} tăng chậm hơn i_{C2} và kết thúc cùng lúc bởi vì điện áp V_{CE1} bằng $V_{CE} - V_{BE2}$ và V_{BE2} không thể vượt quá điện áp rơi thuận của chuyển tiếp P-N đang dẫn, sự suy giảm của V_{CE1} liên quan đến V_{CE} . Tổn hao dẫn của T_1 tương đối cao do vậy phải chú ý khi lựa chọn tranzito này.

Cũng giống tranzito thường, với điều khiển bazơ thích hợp có thể chuyển mạch tranzito Darlington.



Hình 4.26. Chuyển mạch đóng và mở tranzito Darlington

4.2.4. CHUYỂN MẠCH MỞ

Hình 4.26a cho các dạng sóng khi thay thế sơ đồ Darlington bằng tranzito duy nhất trong sơ đồ ở hình 4.18a.

Khi triệt tiêu hoặc đảo chiều dòng điện i_B , T_1 vẫn phản ứng đầu tiên. Sau thời gian tích tụ t_{s1} , dòng điện i_{C1} giảm dần trong thời gian t_{f1} . Nếu tải duy trì i_C không đổi thì tăng i_{C2} sẽ bù sự giảm i_{C1} . Chỉ sau thời gian tích tụ t_{s2} dòng điện i_{C2} giảm trong thời gian t_{f2} . Sự suy giảm tương đối nhanh bởi vì T_2 đã ở trạng thái gần bão hòa và điện áp V_{CE2} khá lớn.

Các điện trở ổn định R_1 và R_2 có thể tác động vào sự giảm thời gian tích tụ, bởi vì chúng cho phép khép mạch dòng điện bazơ âm và thoát các điện tích tồn đọng.

Sự phân cực âm của bazơ T_1 cho phép giảm t_{s1} bằng cách tăng dòng điện ngược của bazơ i_{B2} . Khi T_1 bị khóa, sự phân cực này cũng làm giảm thời gian t_{s2} . Nếu ta nối một diốt giữa êmitơ và bazơ của T_1 (hình 4.27a) để khép mạch dòng điện âm của bazơ T_2 . Diốt này cho phép duy trì khóa T_1 trong khi dập tắt T_2 .

Người ta thường sử dụng hai diốt mắc nối tiếp để tăng hiệu quả khóa. Thực vậy sơ đồ Darlington rất nhạy, điện áp V_{EB} của T_1 phải đủ âm để ngăn cản dẫn lại trong trường hợp dv/dt lớn. Với chỉ một diốt T_1 có thể lại bị dẫn sau khi ngắt T_2 và điều này dẫn đến tổn hao công suất lớn.

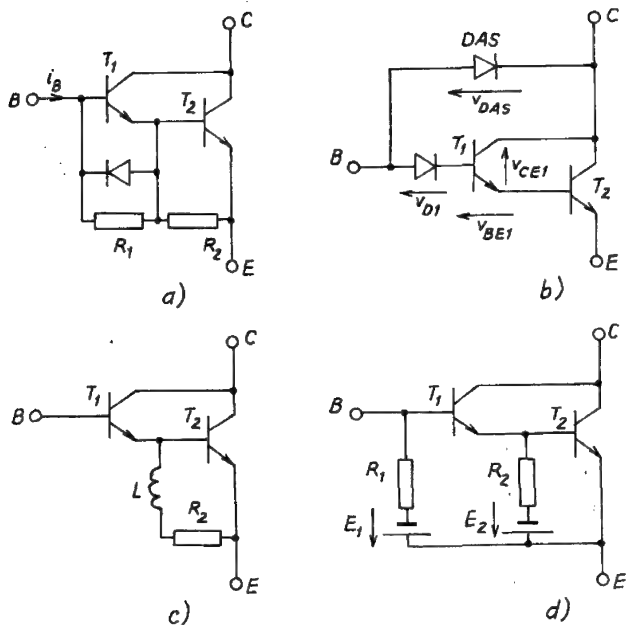
Để tránh cho T_1 quá bão hòa trước khi chuyển mạch và giảm thời gian t_{s1} , ta có thể sử dụng sơ đồ ở hình 4.27b một mạch khử bão hoà tương tự như mục trên. Ta có :

$$V_{CE1} = V_{BE1} + V_{D1} - V_{DAS}$$

Thời gian suy giảm của i_C phụ thuộc chủ yếu vào T_2 . Để giảm ta có thể thêm một điện cảm nhỏ l mắc nối tiếp với R_2 (hình 4.27c). Khi bắt đầu dập tắt, việc giảm dòng điện trong điện cảm này tạo nên một điện áp trên cực của nó làm phân cực ngược chuyển tiếp E-B của tranzito T_2 và dễ dàng làm khóa tranzito này.

Cuối cùng vì thời gian dập tắt tương đối dài do sự khóa liên tiếp của T_1 và T_2 , ta có thể giảm bằng việc khóa đồng thời hai tranzito. Để làm điều này như ở hình 4.27d, khi dập tắt đưa điện áp âm vào hai bazơ bằng hai điện áp E_1 và E_2 chọn thích hợp.

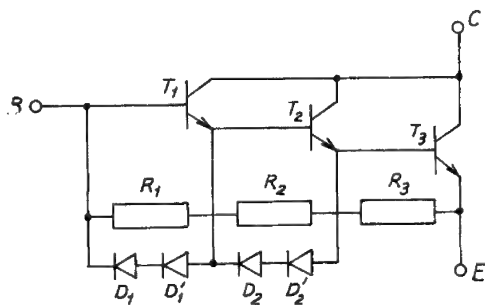
Bốn quá trình mô tả trên hình 4.27 được sử dụng riêng rẽ hoặc đồng thời. Để giảm nhược điểm liên quan đến nguyên lý của sơ đồ Darlington là tăng hệ số khuếch đại dòng điện, người ta điều khiển tranzito bằng một cách khác giữa colectơ và bazơ. Những ưu và nhược điểm còn tăng thêm nếu điều khiển một số tranzito cao áp bằng sơ đồ ba Darlington (hình 4.28).



Hình 4.27. Giảm thời gian tích tụ khi khóa

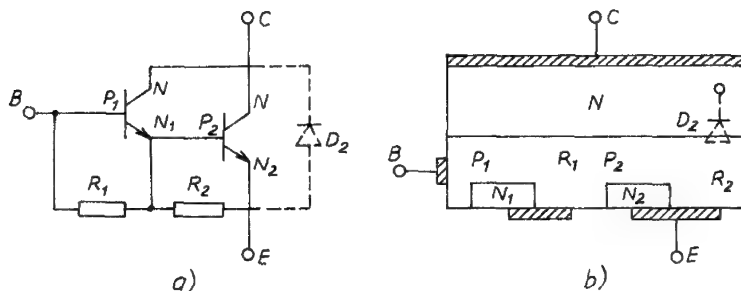
4.2.5. SƠ ĐỒ DARLINGTON TÍCH HỢP

Đối với các sơ đồ Darlington công suất nhỏ và trung bình (khoảng 500 V và 100 A), các linh kiện có thể được thực hiện trên cùng một phiến silic. Điều này làm giảm kích thước, dễ thực hiện, cải thiện ổn định nhiệt nhưng cũng có một vài nhược điểm. Việc nối kim loại của vùng P trên bề mặt căn nối R_2 với E làm xuất hiện một diốt D_2 song song ngược với T_2 . Phần lớn vùng N của côlectơ ít kích tạp. Diốt này không nhanh, ta không thể sử dụng trong các sơ đồ ở đó một diốt nối song song ngược với các cực của tranzito, bởi vì thời gian phục hồi lớn gây tổn hao công suất quá lớn và cần sử dụng một diốt nhanh riêng biệt. Nếu cực chung ở N_1 và P_2 không nhập được, ta không thể thay đổi đặc tính của tranzito T_2 bằng cách tác động lên bazơ.



Hình 4.28. Sơ đồ ba Darlington

Cần lưu ý là điện áp đánh thủng thuận V_{CE0} của tranzito tương đương sơ đồ Darlington tích hợp là V_{CER} của tranzito T_2 có điện trở R_2 giữa bazơ và êmitơ. Nó lớn hơn điện áp đánh thủng thuận của T_2 với bazơ không nối. Mặc dù giá trị biểu kiến cao hơn V_{CE0} nhưng chiều rộng của diện tích an toan của T_2 không thay đổi (hình 4.29).



Hình 4.29. Sơ đồ Darlington tích hợp

4.3. MOSFET CÔNG SUẤT

Tranzito hiệu ứng trường FET (Field Effect Transistor) có thể làm việc như một khóa chuyển mạch, cũng như tranzito lưỡng cực BJT. Nguyên lý hoạt động của FET hoàn toàn khác. So với BJT, FET có những ưu và nhược điểm và được ứng dụng trong các bộ biến đổi công suất không lớn, làm việc ở tần số cao. Có hai loại tranzito trường :

- Tranzito chuyển tiếp hay JFET.
- Tranzito cổng cách ly hay MOSFET.

MOSFET thuộc loại linh kiện đơn cực vì nó chỉ sử dụng các hạt đa số khi dẫn.

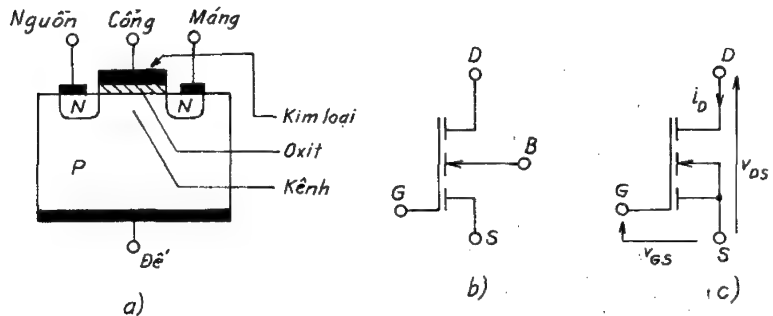
Sự phát triển của công nghệ bán dẫn oxit kim loại MOS (Metal-Oxide-Semiconductor) trong vi mạch mở ra con đường phát triển của linh kiện MOSFET công suất vào năm 1975. Trong thực tế người ta chỉ sử dụng MOSFET làm linh kiện điện tử công suất.

4.3.1. CẤU TRÚC VÀ HOẠT ĐỘNG CỦA MOSFET CÔNG SUẤT NHỎ

Trong bán dẫn kích tạp kiểu P (hình 4.30a), người ta khuếch tán hai vùng N trong đó hàn hai tiếp điểm nguồn S (Source) và máng D (Drain).

Một lớp oxit bao trùm miền P nằm giữa nguồn máng, trên lớp này hàn tiếp điểm cổng G (Gate). Do vậy thứ tự tên gọi Metal–Oxide–Semiconductor được sử dụng để đặc trưng cho loại tranzito này.

Hình 4.30b biểu diễn sơ đồ, ký hiệu cho FET. Việc nối bắt đầu từ cực B (bulk) và kết thúc bằng một mũi tên chỉ chiều của hai chuyển tiếp. Thông thường bulk và nguồn được nối với nhau như ở hình 4.30c.



Hình 4.30. MOSFET công suất nhỏ

Nếu đặt một điện áp V_{GS} dương giữa cổng G và nguồn S, điện trường qua lớp oxit sẽ làm xuất hiện các hạt đa số (điện tích dương) trên bề mặt lớp P giữa máng và nguồn và kéo các hạt thiểu số khỏi đây. Bắt đầu từ một giá trị V_{GS} gọi là điện áp ngưỡng V_T (Threshold Voltage) ở ngay sát lớp oxit bên cạnh điện tích dương còn các điện tích âm nữa. Vùng này kiểu P sẽ tạo nên một kênh nối giữa nguồn và máng. Bây giờ nếu ta đặt điện áp V_{DS} dương giữa máng và nguồn sẽ có dòng điện máng i_D chạy qua kênh này. Kênh có tiết diện và điện trở phụ thuộc vào hiệu số giữa V_{GS} và V_T .

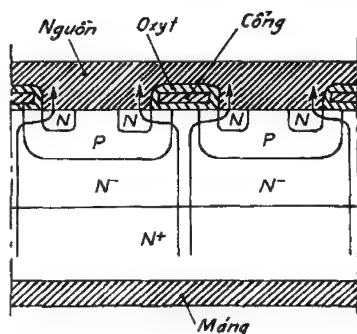
4.3.2. MOSFET CÔNG SUẤT

Hình 4.30a chỉ đưa ra dòng điện máng theo đường nằm ngang, nghĩa là đường song song với bề mặt phiến. Đảo ngược cực tính kích tập chỉ thực hiện trên một lớp mỏng vài micron. Để thu được dòng điện tương đối lớn cần tăng bề mặt phiến.

MOSFET công suất ra đời do công nghệ mới cho phép dòng điện chạy theo chiều thẳng đứng, nghĩa là vuông góc với bề mặt như trong tranzito

lượng cực. Đầu tiên người ta tạo nên tranzito kiểu VMOS ($V = \text{Vertical}$), ngày nay thường dùng kiểu DMOS ($D = \text{Double diffusion}$) kiểu khuếch tán kép.

Điện áp V_{GS} dương lôi kéo các hạt thiếu số của miền P khỏi lớp oxit và đẩy các điện tích dương. Khi điện áp V_{GS} trở nên lớn hơn V_T sẽ xuất hiện các kênh kiểu N, theo đó dòng điện có thể chạy từ máng về nguồn (hình 4.31).



Hình 4.31

Một phần dòng điện nhỏ vẫn theo chiều ngang nhưng có thể thu được dòng điện máng lớn bởi vì tranzito tạo nên từ nhiều đơn vị nguyên tố như trên hình 4.31.

4.3.3. ĐẶC TÍNH TÍNH

4.3.3.1. Đặc tính ra

Các đặc tính cho dòng điện máng i_D theo điện áp máng nguồn V_{DS} với các giá trị điện áp V_{GS} khác nhau và được biểu diễn trên hình 4.32b, còn hình 4.32a là mở rộng phần ban đầu của hình 4.32b. Dòng điện i_D chỉ chạy qua nếu điện áp V_{GS} lớn hơn điện áp ngưỡng V_T tạo nên các kênh kiểu N. Tiết diện các kênh phụ thuộc vào hiệu $V_{GS} - V_T$.

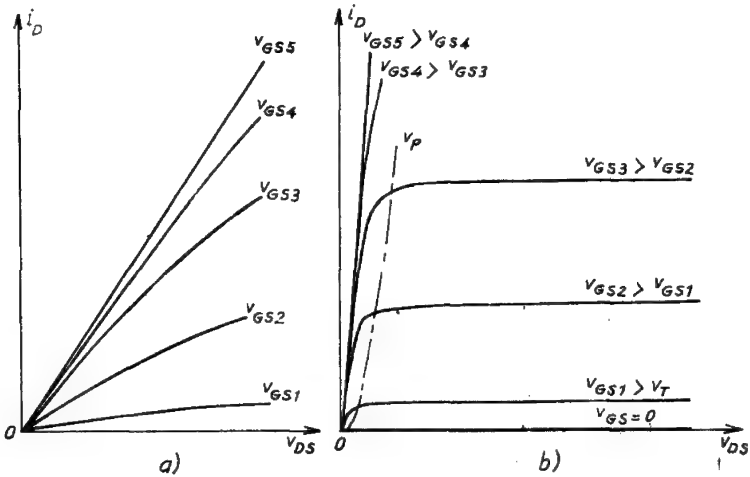
Khi V_{DS} còn nhỏ, khoảng vài vôn, dòng điện i_D nhỏ, khi chạy qua không làm thay đổi điện trở suất, dòng i_D tăng tuyến tính theo V_{DS} .

Khi i_D tương đối lớn, dòng điện tử làm bão hòa các kênh, i_D hầu như không đổi khi V_{DS} tăng, đặc tính sẽ nằm ngang. Giá trị V_{DS} ứng với việc bão hòa các kênh gọi là điện áp kẹp.

Trong kỹ thuật điện tử tuyến tính, ta làm việc trong vùng $i_D = f(V_{DS})$ nằm ngang. Trong điện tử công suất tranzito phải làm việc ở chế độ đóng-mở.

- Chuyển mạch sẽ mở khi $V_{GS} < V_T$. Thực vậy chuyển mạch sẽ mở khi $V_{GS} = 0$, điện trở R_{DSoff} giữa máng và nguồn bằng vô cùng.

- Chuyển mạch sẽ đóng khi V_{GS} đủ để i_D tạo nên điện áp rơi V_{DS} rất bé. Tăng V_{GS} sẽ giảm V_{DS} như ở hình 4.32a, tuy nhiên ở điện áp vài chục vôn việc giảm V_{DS} ở i_D đã cho sẽ không nhạy nữa.



Hình 4.32. Đặc tính tĩnh của MOSFET

4.3.3.2. Đặc tính vào

Cổng bị cách ly, trên thực tế không có dòng điện giữa cổng và nguồn. Thực tế vẫn có dòng điện rò rất bé, cỡ micro ampe. Tổng trở vào rất lớn, trên 1 MΩ, là ưu điểm của MOSFET so với tranzito lưỡng cực.

Ta có thể vẽ đặc tính truyền đạt khi cho i_D theo V_{GS} và V_{DS} không đổi. Các đặc tính này cho thấy, ngay sau khi V_{GS} vượt quá điện áp ngưỡng V_T , nói chung từ 2 đến 4 V, dòng điện i_D tăng nhanh. Độ dốc của đặc tính truyền đạt gọi là điện dẫn truyền đạt g_{FS} .

Tăng nhiệt độ làm tăng số hạt thiếu số trong miền P nhưng làm giảm sự linh động của các hạt đa số. Khi nhiệt độ tăng, điện áp ngưỡng giảm nhưng i_D tăng theo V_{GS} chậm hơn.

4.3.4. ĐIỆN TRỞ BIỂU KIẾN Ở TRẠNG THÁI DẪN

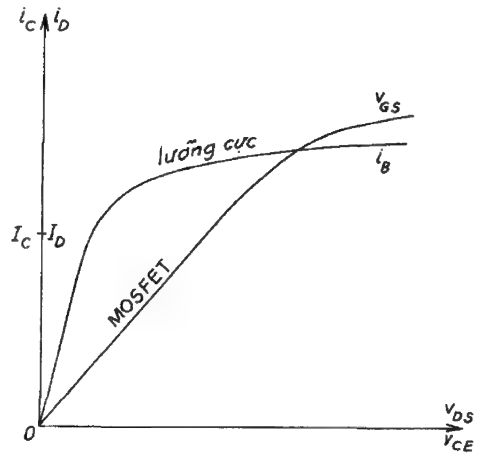
Điện trở ở trạng thái dẫn được định nghĩa :

$$R_{DSON} = V_{DS}/i_D \tag{4.23}$$

Ta có thể tính trực tiếp $R_{DS(on)}$ từ biểu đồ ở hình 4.32a.

Nếu so sánh các đặc tính của MOSFET và BJT với cùng dòng điện và được khóa ở cùng một điện áp (hình 4.33), ta nhận thấy ở trạng thái dẫn BJT có điện áp rơi nhỏ hơn so với MOSFET, đây là một nhược điểm của MOSFET. Để có thể khóa ở điện áp cao, cả hai loại tranzito phải có lớp N kích tạp yếu và càng dày khi điện áp càng lớn.

Khi dẫn vùng N⁻ của BJT có các hạt thiểu số xâm chiếm, điện trở suất của nó giảm trong khi vùng N⁻ của MOSFET thực tế không thay đổi.



Hình 4.33. So sánh đặc tính của BJT và MOSFET

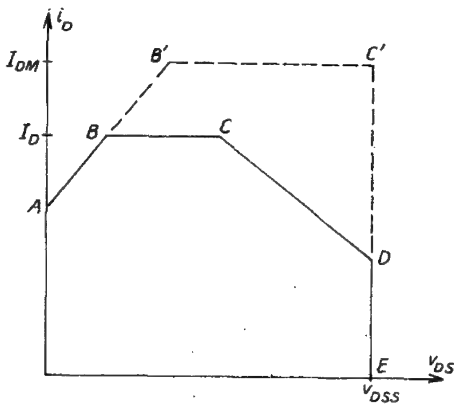
Cấu trúc gồm nhiều đơn vị nguyên tố của MOSFET cho phép các điện trở $R_{DS(on)}$ nối song song, do đó điện trở biểu kiến của MOSFET rất nhỏ, chỉ vài phần trăm ôm đối với phiên điện áp thấp và vài chục ôm đối với phiên nhỏ điện áp vài trăm vôn.

4.3.5. ĐIỆN TÍCH AN TOÀN

Trong mặt phẳng đặc tính ra, các trục thường cho theo thang logarit, điện tích an toàn của MOSFET (hình 4.34) bị giới hạn bởi :

- Dòng điện máng, cực đại ở chế độ một chiều I_D (đoạn BC).
- Điện áp máng nguồn cực đại $V_{(BR)DSS}$ ứng với điện áp đánh thủng (đoạn DE).
- Công suất tiêu tán cực đại (đoạn CD).
- Giới hạn điện trở biểu kiến $R_{DS(on)}$ đối với giá trị V_{DS} thấp (đoạn AB). Trái với BJT, MOSFET không nhạy với hiện tượng tăng nhiệt đột ngột vì hệ số nhiệt của điện trở giảm.

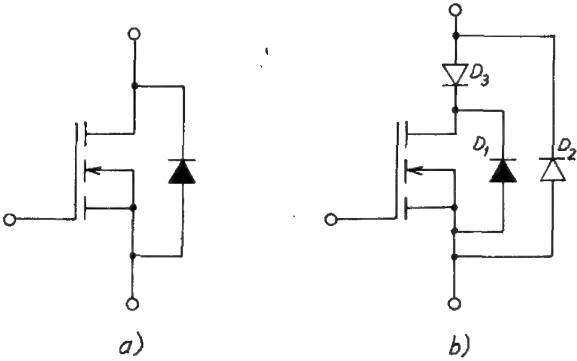
Đối với các xung ngắn, cỡ micro giây, diện tích an toàn mở rộng đến đường bao nét đứt trên hình 4.34, nghĩa là AB'C'E. Dòng điện cực đại cho phép là I_{DM} , giới hạn ứng với công suất tiêu tán cực đại biến mất. Đối với các xung dài, các giới hạn diện tích an toàn nằm giữa hai đường trên hình 4.34 với độ rộng xung cực đại.



Cấu trúc các miền N và P khuếch tán và vùng N⁻ làm xuất hiện trong MOSFET **Hình 4.34.** Diện tích an toàn của MOSFET

một tranzito lưỡng cực ký sinh. Để làm yếu các ảnh hưởng của tranzito này, mà kim loại của nguồn bao phủ đồng thời các vùng P và N khuếch tán và cũng làm ngắn mạch chuyển tiếp êmitơ-bazơ. Tuy nhiên chuyển tiếp côlectơ-bazơ làm xuất hiện một diôt ký sinh có nguồn sẽ tạo nên anôt và máng, catôt. Trên một số sơ đồ diôt này được nối song song ngược với MOSFET (hình 4.35a).

Diôt ký sinh này có điện áp rơi thuận giống như điện áp rơi của diôt chỉnh lưu. Thời gian phục hồi lớn trong các bộ biến đổi có tranzito phải nối song song ngược với một diôt nhanh.



Trong một số tranzito, diôt này trở nên nhanh nhờ kích **Hình 4.35.** Diôt ký sinh trong MOSFET

tập vàng hoặc platin nhưng điều này làm $R_{DS(on)}$ tăng rõ rệt. Nếu ta bổ sung

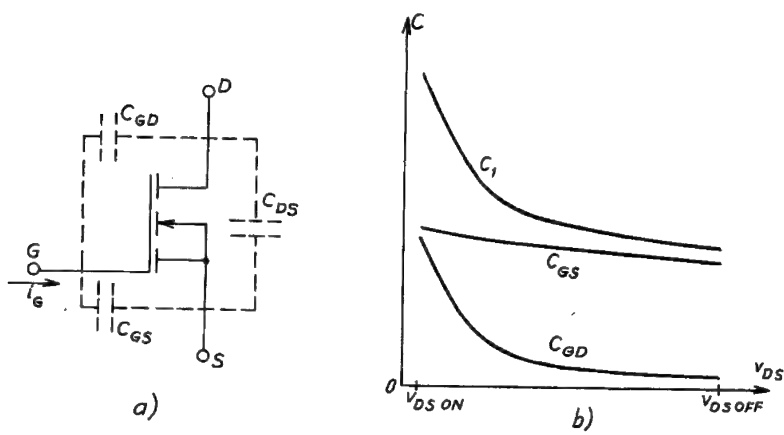
thêm một diôt nhanh D_2 vào các cực của MOSFET (hình 4.35b), cần phải khử hoàn toàn ảnh hưởng của diôt ký sinh bằng cách nối tiếp với máng một diôt D_3 có điện áp rơi nhỏ.

4.3.6. SỰ CHUYỂN MẠCH

Trong tranzito MOSFET có các điện dung ký sinh làm giảm tốc độ chuyển mạch do cần thời gian nạp và phóng chúng. Ta có thể phân ra :

- Điện dung cổng–nguồn C_{GS} có điện môi là lớp oxit cách điện của cổng. Điện dung này ít nhạy với biến thiên điện áp V_{DS} (hình 4.36a).
- Điện dung cổng–máng C_{GD} tính đến vùng điện tích không gian hình thành trong vùng P dưới cổng. Điện dung này thay đổi nhiều theo điện.áp V_{DS} từ một giá trị so sánh được với C_{GS} khi V_{DS} nhỏ (MOSFET khóa) sang giá trị nhỏ có thể bỏ qua khi MOSFET bị khóa với V_{DS} lớn như trên hình 4.36b.
- Điện dung máng–nguồn C_{DS} ảnh hưởng ít quan trọng.

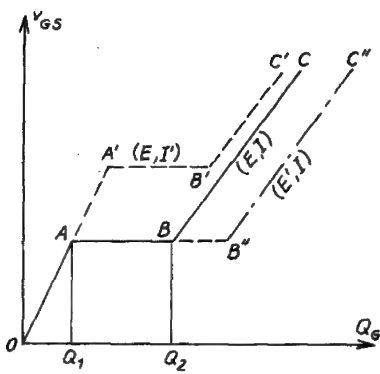
Điện dung vào : $C_i = C_{GD} + C_{GS}$



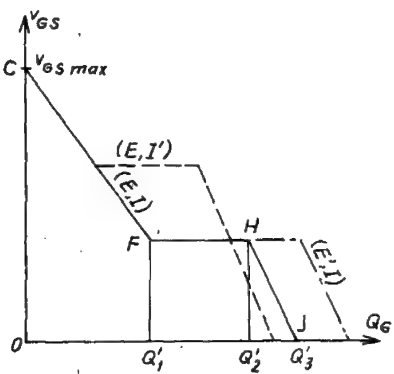
Hình 4.36. Điện dung ký sinh của MOSFET

Trên hình 4.37 cho quan hệ của điện áp V_{GS} theo điện tích Q_G ở cổng do dòng I_G khi mỗi. Bắt đầu ở trạng thái khóa V_{GS} bằng không, V_{DS} có giá trị E là nguồn nuôi. Trên biểu đồ này ta có thể phân biệt ba đoạn :

- Đoạn OA ứng với điện tích của điện dung vào với điện áp V_{DS} . Điện dung C_i hơi khác với C_{GS} . Điện tích cần cung cấp cho dòng điện máng I có thể chạy qua kênh phụ thuộc vào dòng điện này.



Hình 4.37. Quan hệ $V_{GS}(Q_G)$ khi mở



Hình 4.38. Đặc tính $V_{GS}(Q_G)$ khi tắt

- Đoạn AB ứng với việc giảm V_{DS} từ E đến V_{DSON} . Điện áp V_{GS} không thay đổi. Điện tích cung cấp dùng để làm thay đổi điện áp trên các cực của C_{GD} . Điện áp này càng lớn khi trị số ban đầu E của V_{DS} đã lớn.

- Đoạn BC ứng với điện tích của điện dung vào, tranzito đang dẫn. Điện dung này bằng $C_{GS} + C_{GDON}$ độc lập với E và I. Đường nét đứt OA'B'C' ứng với dòng điện $I' > I$, đường nét chấm-gạch OAB''C'' ứng với điện áp $E' > E$.

Để dập tắt một tranzito như ở hình 4.38 cho thấy, phải thoát các điện tích thừa dư (đoạn CF), sự phóng của C_{GD} trong khi điện áp giảm (đoạn FH) và sự phóng của điện dung C_{GS} trong khi dòng điện giảm (đoạn HJ). Lượng điện tích Q'_3 phải thoát bằng cổng trong thời gian dập tắt.

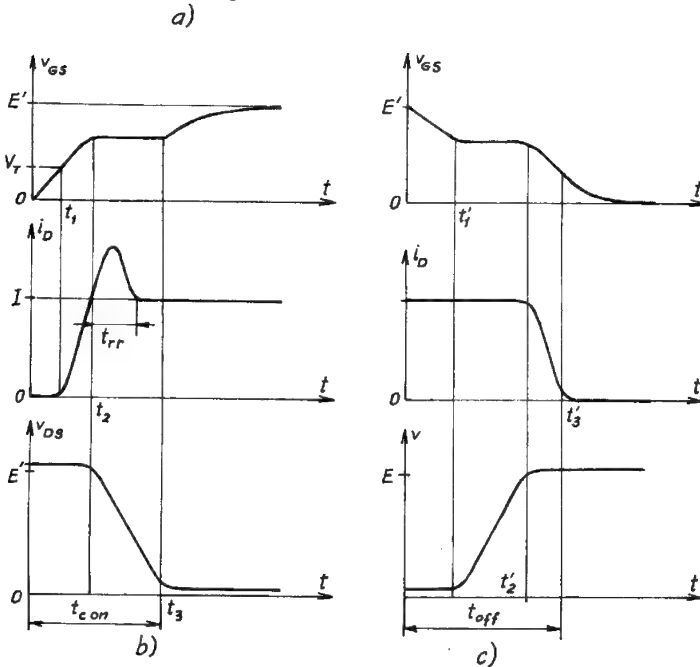
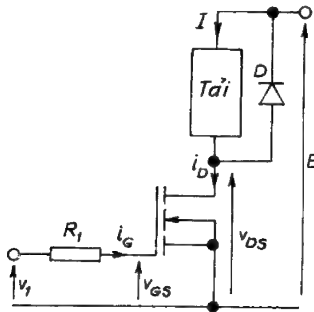
Ta nhận thấy, khi giảm chiều dày của lớp oxit bao quanh lưới, ta được tranzito có điện áp ngưỡng tương đối thấp, để có thể điều khiển trực tiếp bằng các mạch logic nguồn nuôi 5 V. Đó là các L²FET (Logic Level Gate FET), điện dung C_{GD} của chúng cao hơn.

4.3.6.1. Chuyển mạch đóng

Ta xét trường hợp MOSFET được mắc nối tiếp với một tải điện cảm, D là diốt thoát, điện áp đặt vào là E. Giả thiết dòng điện I không đổi trong quá trình chuyển mạch.

Ở $t = 0$, điện áp điều khiển V_i chuyển từ 0 sang E' (hình 4.39b). Điện dung vào của tranzito bị khóa được nạp qua điện trở R_i . Điện áp V_{GS} đạt tới điện áp ngưỡng ở $t = t_1$.

Bắt đầu từ $t = t_1$, dòng điện i_D tăng. Khi chưa đạt tới giá trị I, diốt tiếp tục dẫn và điện áp $V_{DS} = E$. Dòng điện trong diốt giảm ở $t = t_2$.



Hình 4.39. Đặc tính chuyển mạch

Bắt đầu từ $t = t_2$, dòng điện phục hồi của diốt bổ sung vào I tạo ra một điểm của dòng i_D . Đồng thời điện áp V_{DS} giảm và đạt giá trị $V_{DS(on)} \cdot I$ ở $t = t_3$, sự chuyển mạch kết thúc.

Điện áp điều khiển ít nhất phải bằng V_{GS} trong khoảng t_2 và t_3 , tuy nhiên để an toàn phải chọn lớn hơn và sau thời điểm t_3 , điện dung vào của MOSFET đang dẫn tiếp tục nạp và V_{GS} tăng tới E' .

Thời gian chuyển mạch bằng tổng thời gian trễ do điện áp ngưỡng, thời gian tăng trưởng của dòng điện và thời gian giảm điện áp. Để giảm thời gian này, với một MOSFET đã cho cần giảm điện trở R_i của mạch điều khiển và sử dụng diốt nhanh có thời gian phục hồi rất ngắn.

4.3.6.2. Chuyển mạch mở

Giả thiết MOSFET nằm trong mạch trên hình 4.39a như trước. Hình 4.39c cho các dạng sóng điện áp V_{GS} , V_{DS} và dòng điện i_D , bắt đầu từ thời điểm $t = 0$, ở đó điện áp điều khiển V_i từ E' đến không. Điện dung vào phóng qua tải.

Từ $t = 0$ đến $t = t'_1$, cổng thoát điện tích dư thừa của MOSFET đang dẫn. Từ $t = t'_1$ đến $t = t'_2$, điện áp V_{DS} tăng nhưng dòng i_D vẫn bằng I bởi vì điện áp trên cực diốt vẫn còn âm. Từ $t = t'_2$ đến $t = t_3$, dòng điện I được chuyển từ tranzito qua diốt. Tranzito bị khóa ở $t = t'_3$, điện dung vào tiếp tục phóng để đưa $V_{GS} = 0$.

Khi giảm R_i có thể giảm hàng số thời gian của mạch phóng của điện dung vào và giảm thời gian dập tắt t_{off} .

Nhận xét :

- Các điện dung ký sinh có trị số vài trăm pF, do đó có thể tạo nên chuyển mạch rất ngắn và tần số giới hạn khoảng vài trăm kilôhec.
- Biến thiên nhanh của dòng i_D trong các chuyển mạch, nếu có điện cảm ký sinh trong mạch gây nên biến thiên rất lớn của điện áp V_{DS} . Điện áp này giảm trong khoảng $t_1 \div t_2$ và tăng trong khoảng $t'_2 \div t'_3$. Cần phải bảo vệ MOSFET chống lại sự quá áp khi dập tắt.

4.4. PHỐI HỢP MOSFET VÀ BJT

Nhiều sơ đồ cho phép thực hiện một bộ chuyển mạch phối hợp các ưu điểm của hai kiểu tranzito MOS và lưỡng cực.

4.4.1. SƠ ĐỒ NỐI TĂNG (HAY BIPMOS)

Sơ đồ nối tăng trên hình 4.40a suy ra từ sơ đồ Darlington khi thay tranzito lưỡng cực đầu vào bằng một MOSFET. Ta phối hợp ưu điểm của MOSFET là có tổng trở vào lớn cho phép đơn giản hóa việc điều khiển và điện áp rơi thuận rất nhỏ của tranzito lưỡng cực.

Toàn bộ được thực hiện trong một linh kiện rời. Trên hình 4.40b có thể tối ưu một số thông số :

- Điện trở R_{DC} cho phép điều chỉnh trạng thái gần bão hoà của BJT. Khi R_{DC} càng lớn, điện áp rơi khi dẫn càng lớn nhưng thời gian dập tắt sẽ nhỏ.

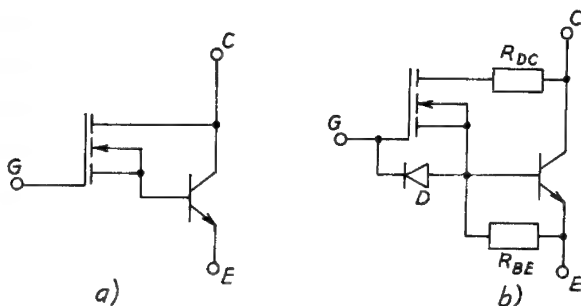
- Điện trở R_{BE} tạo nên đường cho dòng điện bazơ âm trong quá trình dập tắt BJT. Khi R_{BE} càng

nhỏ, việc dập tắt càng nhanh, nhưng giảm dòng điện bazơ trong khi dẫn làm tăng điện áp rơi.

- Diôt D làm tăng sự biến mất của dòng điện bazơ âm trong khi dập tắt BJT với điều kiện dòng điện điều khiển cổng có thể cho dòng điện qua.

4.4.2. SƠ ĐỒ NỐI TIẾP HOẶC CASCOD

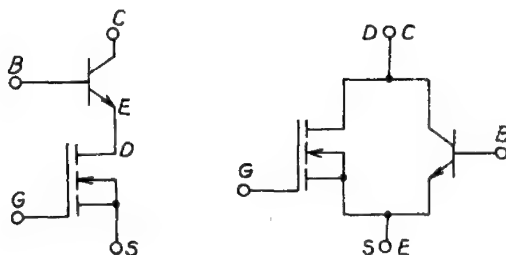
Việc ghép nối tiếp hai linh kiện như trên hình 4.41 cho phép lợi dụng sự dập tắt nhanh của MOSFET để tăng dập tắt BJT.



Hình 4.40. Sơ đồ BIPMOS

Ghép nối tiếp không cải thiện sự chuyển mạch đóng, ngược lại mỗi tranzito làm chậm sự tăng dòng điện của tranzito khác.

Một nhược điểm nữa là điện áp rơi V_{CS} khi dẫn lớn hơn V_{CE} bão hoà của BJT, bởi vì cộng thêm điện áp V_{DS} của MOSFET. Ở trạng thái khóa, điện áp trên các cực MOSFET nhỏ, do đó có thể sử dụng linh kiện điện áp thấp ở R_{SDON} rất nhỏ.



Hình 4.41. Sơ đồ nối tiếp

Ưu điểm của nối ghép này là giảm thời gian dập tắt. Khi ngắt điện áp trên cổng MOSFET, nó bị khóa rất nhanh và bắt buộc dòng điện cõlectơ của BJT lấy hoàn toàn dòng điện âm của cổng, do vậy các điện tích thừa dư của BJT thoát nhanh hơn.

Khi đóng, đầu tiên người ta cấp cho cổng của MOSFET, nó sẽ chuyển mạch nhanh chóng, sau đó cấp cho bazơ của BJT, nó sẽ bị bão hòa và V_{CE} giảm xuống V_{CE} bão hòa.

Để chuẩn bị mở ta ngừng cung cấp cho bazơ, BJT sẽ khóa. Việc mở ứng với MOSFET chuyển mạch rất nhanh sau khi triệt tiêu điện áp cổng.

Chương 5

TRANZITO LƯƠNG CỰC CÔNG CÁCH LY IGBT, TIRISTO MOS, CÓ ĐIỀU KHIỂN MCT VÀ LINH KIỆN CẢM ỨNG TÍNH SID

Chương này trình bày cấu trúc, nguyên lý hoạt động, các đặc tính tĩnh, động, các thông số đặc trưng, các ứng dụng cơ bản của một số linh kiện điện tử công suất mới xuất hiện gần đây.

Các linh kiện này tích hợp một số tranzito công suất, MOSFET, tiristo và một số linh kiện khác để tạo nên một linh kiện mới, trong đó phối hợp những ưu điểm của các linh kiện điện tử công suất điển hình tạo nên linh kiện có tính năng nổi trội ứng dụng trong các bộ biến đổi tần số cao, công suất trung bình.

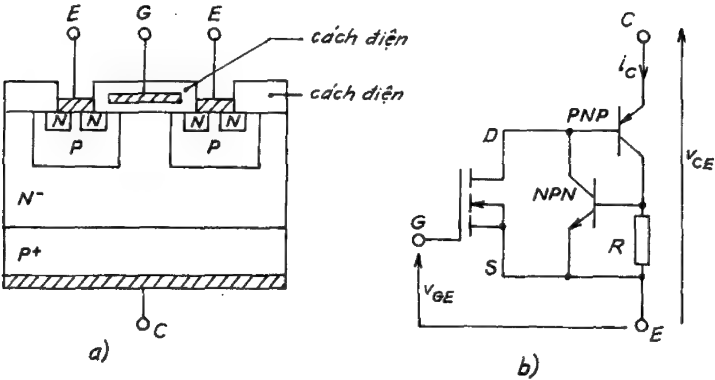
5.1. TRANZITO LƯƠNG CỰC CÔNG CÁCH LY IGBT

Tranzito lưỡng cực công cách ly IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) là một linh kiện bán dẫn công suất, trong đó phối hợp hai tranzito lưỡng cực NPN, PNP và một MOSFET, có cấu trúc được biểu diễn trên hình 5.1a.

5.1.1. CẤU TRÚC CỦA IGBT

Trong IGBT, phần MOSFET nằm trong các miền P và N ở trên lớp P^+ , tranzito NPN cũng nằm trong vùng này. Tranzito PNP nằm trong ba vùng từ côlectơ C đến êmitơ E. Điện trở R tương ứng với miền P được gán bởi hai mẫu kiểu N tiếp xúc kim loại với êmitơ. Sơ đồ tương đương của IGBT được cho trên hình 5.1b.

Các êmitơ nguyên tố được nối với cực E. Cổng điều khiển được cách ly vì điện trở vào của MOSFET rất lớn.

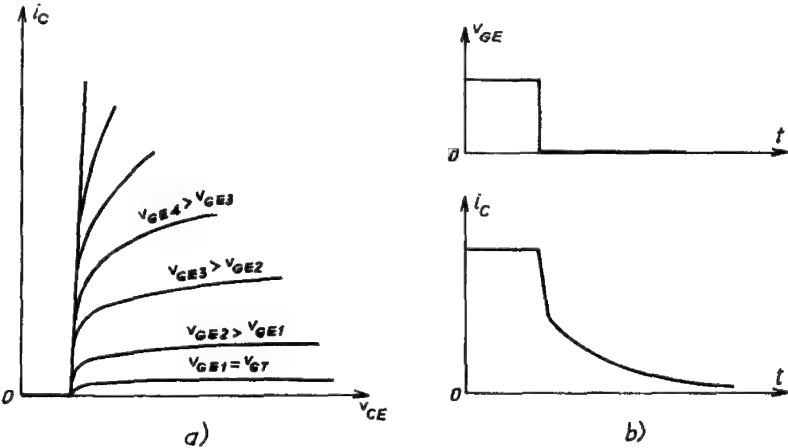


Hình 5.1. Cấu trúc và sơ đồ tương đương của IGBT

Việc bổ sung thêm lớp P⁺ dẫn tới hai hệ quả :

a) *Môi IGBT*

Điện áp V_{CE} dương khi điện áp V_{GE} lớn hơn một điện áp ngưỡng V_T , khi đó xuất hiện các kênh dẫn. Các điện tử chạy qua kênh này và bơm thêm vào lớp N⁻ có điện thế giảm đi. Chuyển tiếp P⁺N⁻ trở nên dẫn và đưa IGBT vào trạng thái dẫn.



Hình 5.2. Đặc tính tĩnh của IGBT

Vùng N^- nhận các điện tử của êmitơ và lỗ của côlectơ, điện trở suất của nó sẽ giảm đi và điện trở biểu kiến của nó nhỏ hơn điện trở của MOSFET, do vậy vùng N^- sẽ không được bơm thêm các lỗ.

Đặc tính tính ra $i_C = f(v_{CE})$ được biểu diễn trên hình 5.2a và hơi khác đặc tính của MOSFET một chút.

Ta nhận thấy dòng điện i_C chỉ khác không khi V_{CE} vượt quá điện áp ngưỡng của chuyển tiếp P^+N^- và điện trở biểu kiến ở trạng thái dẫn là nhỏ nhất.

b) Dập tắt IGBT

Việc dẫn bằng các hạt thiểu số có ưu điểm làm giảm điện áp rơi ở trạng thái dẫn, nhưng có nhược điểm làm tăng thời gian dập tắt, do đó hạn chế tần số sử dụng cho phép của IGBT.

Khi triệt tiêu tín hiệu điều khiển trên cổng, dòng điện i_C được tắt theo hai giai đoạn (hình 5.2b).

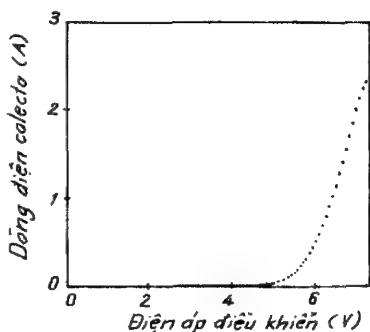
- Đầu tiên các kênh biến mất và MOSFET bị khóa một cách nhanh chóng, điều này làm cho i_C bước đầu bị giảm đi. Tiếp theo, các hạt dư thừa của vùng N^- sẽ tái hợp dần và dòng điện i_C sẽ giảm chậm. Ta nhận thấy rằng, khi làm việc bình thường dòng điện chạy qua điện trở chưa đủ để chuyển tiếp êmitơ-bazơ của tranzito NPN trở nên dẫn.

Chuyển tiếp côlectơ-bazơ của tranzito này có một điện dung ký sinh làm cho cực của nó có một điện áp gần bằng điện áp máng-nguồn của MOSFET đầu vào.

Ở thời điểm dập tắt, nếu điện áp máng - nguồn này giảm quá nhanh, dòng điện qua điện dung ký sinh gửi tới R sẽ phóng và có thể đưa tranzito NPN vào trạng thái dẫn. Như vậy hai tranzito lưỡng cực tác động như một tiristo ở chế độ thác và dòng điện i_C không thể được điều khiển bằng điện áp V_{GE} nữa. Giá trị của i_C vượt quá giá trị xuất hiện hiệu ứng thác này gọi là dòng điện chốt (latch-up current).

Để IGBT có thể được điều khiển lại bằng cổng G thì i_C phải giảm dưới mức dòng điện duy trì thác. Việc giảm hệ số khuếch đại của các tranzito NPN và PNP có thể tránh được hiện tượng này. Giảm hệ số khuếch đại của tranzito PNP làm tăng điện áp rơi thuận của IGBT, do đó tốt hơn là nên

giảm hệ số khuếch đại của tranzito NPN bằng cách sử dụng lớp đệm (buffer) và khuếch tán sâu P^+ . Tuy nhiên nếu mở rộng vùng P^+ quá mức có thể ảnh hưởng tới dòng điện chốt, vì thế nên thận trọng để vùng khuếch tán P^+ không mở rộng vào kênh MOS, vì điều này làm tăng điện áp ngưỡng của MOS.



Hình 5.3. Dòng colectơ i_C khi dập tắt

5.1.2. CÁC THÔNG SỐ ĐẶC TRƯNG CỦA IGBT

Nhà chế tạo linh kiện đưa ra các thông số đặc trưng sau đây quy định khả năng làm việc cực đại và cực tiểu cho phép của IGBT.

- Điện áp khóa colectơ-êmitơ V_{CES} : là điện áp colectơ-êmitơ cực đại ở trạng thái khóa khi cổng và êmitơ ngắn mạch. Sự đánh thủng quy định dòng điện rò và thay đổi theo nhiệt độ với hệ số nhiệt dương.

- Điện áp cổng-êmitơ V_{GES} : là điện áp cổng-êmitơ cực đại cho phép khi colectơ ngắn mạch với êmitơ. Chiều dày và đặc tính lớp oxit ở cổng xác định điện áp này. Điện áp cổng phải giới hạn thấp hơn để hạn chế dòng điện colectơ khi bị sự cố.

- Dòng điện colectơ một chiều I_C : là dòng điện một chiều cần thiết để nhiệt độ cực đại của chuyển tiếp không quá 150°C , nhiệt độ vỏ 25°C .

- Dòng điện đỉnh colectơ lặp lại I_{CM} : là dòng điện cực đại quá độ mà IGBT có thể chịu được, có trị số cao hơn I_C .

- Công suất tiêu tán cực đại P_m : là công suất tiêu tán lớn nhất cho phép khi nhiệt độ chuyển tiếp không quá 150°C , nhiệt độ vỏ 25°C .

- Nhiệt độ chuyển tiếp T_j : là nhiệt độ cho phép của chuyển tiếp khi làm việc.

- Dòng điện tải cảm I_{LM} : là dòng điện cực đại lặp lại mà IGBT có thể cắt được khi làm việc có dòng điện phục hồi qua diốt thoát nối song song với tải điện cảm và làm tăng tổn hao chuyển mạch.

- Dòng điện rò côlectơ-êmitơ I_{CES} : là dòng điện rò ở điện áp định mức, dòng điện quy định khi cổng được nối ngắn mạch với êmitơ.

- Điện áp cổng-êmitơ ngưỡng V_{GEth} : là điện áp cổng-êmitơ khi IGBT đóng để dẫn dòng điện côlectơ. Điện áp ngưỡng này có hệ số nhiệt âm.

Điện áp côlectơ-êmitơ bão hòa $V_{CE SAT}$: là điện áp rơi thuận của côlectơ-êmitơ là, hàm số của dòng điện côlectơ, điện áp cổng và nhiệt độ. Khi giảm điện trở của kênh MOSFET và miền JFET và tăng hệ số khuếch đại của tranzito PNP, có thể giảm thiểu điện áp rơi khi đóng. Điện áp rơi qua MOSFET của IGBT cung cấp dòng điện bazơ của tranzito PNP giảm đi bằng cách mở rộng kênh, rút ngắn chiều dài kênh, giảm điện áp ngưỡng, tăng chiều dài cổng.

- Độ hồ dẫn thuận g_{FE} : Hồ dẫn thuận được đo với biến thiên nhỏ của điện áp cổng, nó tăng tuyến tính theo dòng điện côlectơ của IGBT với dòng điện mức ở $100^{\circ}C$. Độ hồ dẫn thuận của IGBT giảm ở các dòng điện cao hơn khả năng xử lý nhiệt của chúng. Do vậy khác với tranzito lưỡng cực, khả năng chịu dòng điện của IGBT bị hạn chế bởi điều kiện nhiệt mà không vì hệ số khuếch đại của chúng. Ở nhiệt độ cao hơn, g_{FE} bắt đầu giảm ở dòng côlectơ thấp hơn. Điều này bảo vệ IGBT khi bị ngắn mạch.

- Điện tích cổng tổng Q_c : Thông số này giúp thiết kế mạch điều khiển cổng thích hợp và tính toán gần đúng các tổn hao. Thông số này thay đổi theo điện áp cổng-êmitơ.

- Thời gian trễ khi đóng t_d : là thời gian giữa 10% điện áp cổng đến 10% dòng điện côlectơ cuối cùng.

- Thời gian tăng trưởng t_r : là thời gian cần thiết để dòng điện côlectơ tăng đến 90% của giá trị cuối từ giá trị 10% giá trị cuối.

- Thời gian trễ mở $t_{d off}$: là thời gian giảm 90% điện áp cổng tới 10% điện áp côlectơ cuối.

- Thời gian giảm t_f : là thời gian cần thiết để dòng điện côlectơ giảm từ 90% giá trị đầu xuống 10% giá trị đầu.

- Điện dung vào C_{ies} : là điện dung G-E đo được khi côlectơ ngắn

mạch với êmitơ. Điện dung vào là tổng của điện dung G–E và điện dung Miller. Điện dung C_{GE} lớn hơn điện dung Miller nhiều.

- Điện dung ra C_{res} : là điện dung giữa côlectơ và emitơ khi cổng ngắn mạch với êmitơ.

- Điện dung truyền đạt ngược C_{res} : là điện dung Miller giữa cổng và côlectơ.

- Diện tích làm việc an toàn SOA : là diện tích làm việc an toàn xác định ranh giới mà IGBT có thể làm việc mà không bị hư hỏng. Ở dòng điện nhỏ điện áp cực đại của IGBT bị giới hạn bởi điều kiện đánh thủng tranzito bazơ hở mạch. Chốt tranzito giới hạn dòng điện côlectơ ở điện áp thấp.

Vùng làm việc an toàn phân cực thuận FBSOA được xác định trong quá trình đóng quá độ tải điện cảm khi cả dòng điện tử và lỗ chạy trong IGBT khi có điện áp cao qua linh kiện.

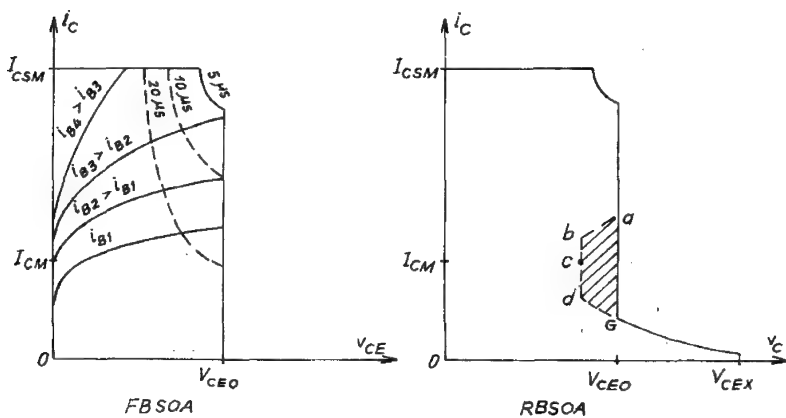
Diện tích làm việc an toàn phân cực ngược RBSOA được xác định khi IGBT đóng, khi đó chỉ có dòng điện lỗ trống qua IGBT và điện áp cao (hình 5.4a). Nếu khoảng thời gian đồng thời có điện áp cao và dòng điện lớn tương đối dài thì IGBT sẽ bị hư hỏng do quá nhiệt. Tuy nhiên nếu thời gian quá nhiệt ngắn, công suất tiêu tán chưa đủ gây hư hỏng nhiệt. Trong trường hợp này sẽ xảy ra hiện tượng thác ở điện áp nhỏ hơn điện áp đánh thủng.

Hình 5.4b cho diện tích làm việc an toàn. Giới hạn nhiệt làm cho SOA nhỏ hơn và giới hạn thấp nhất khi làm việc với dòng một chiều. Linh kiện chuyển mạch trong điều kiện nặng nề (đường nét đứt) và chuyển mạch với dòng điện, điện áp bằng không (đường nét liền). Khi chuyển mạch nặng nề diện tích sẽ rộng hơn.

Ngày nay IGBT được tối ưu hóa trong điều kiện chuyển mạch nặng nề.

Nếu chuyển mạch mềm, tổn hao dẫn của IGBT có thể được tối ưu với SOA nhỏ hơn, khi đó sự kích tạp bazơ P có thể nằm trong ngưỡng điện áp thấp hơn và điện áp rơi thuận sẽ nhỏ hơn. Tuy nhiên trong các ứng dụng chuyển mạch nặng nề có điện áp rơi và thời gian chuyển mạch

lớn, do đó điện trở bazơ giảm làm cho ngưỡng điện áp cao hơn, điện trở kênh và điện áp rơi thuận tăng lên.



Hình 5.4a. Vùng làm việc an toàn của IGBT

5.1.3. CÁC YÊU CẦU ĐỐI VỚI MẠCH ĐIỀU KHIỂN

Mạch điều khiển hoạt động như một giao diện giữa các tín hiệu của IGBT, tạo nên chức năng đóng mở IGBT có điều khiển với mức công suất lớn hơn.

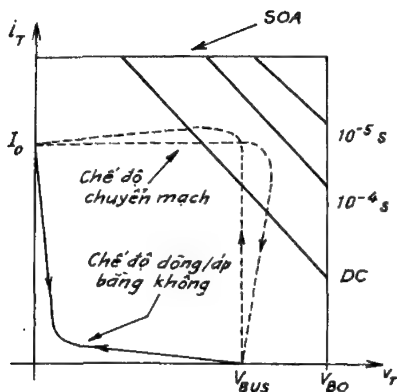
Sự không lý tưởng của IGBT tạo nên sự sai khác giữa dạng sóng điều khiển và dạng sóng lý tưởng. Lý do là độ tăng điện áp và dòng điện, thời gian suy giảm, quá điện áp và quá dòng, linh kiện ký sinh trong mạch tạo nên IGBT không lý tưởng.

Phần MOSFET của IGBT, điều khiển bazơ của tranzito PNP, sự quá độ khi đóng, các tổn hao bị ảnh hưởng bởi mạch điều khiển.

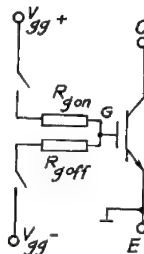
Do tổn hao chuyển mạch thấp hơn, các bộ biến đổi chuyển mạch mềm đòi hỏi mạch điều khiển có công suất cao hơn. Mạch điều khiển phải có dòng điện đỉnh có khả năng tạo nên điện tích cổng để chuyển mạch dòng điện bằng không và điện áp bằng không. Thời hạn tín hiệu vào cổng phải nhỏ hơn chu kỳ chuyển mạch của IGBT, do đó tốc độ xung điều khiển phải được chọn để có thể sử dụng các ưu điểm chuyển mạch nhanh của các IGBT thế hệ mới. Mạch xung điều khiển đầu tiên

sử dụng các linh kiện thụ động tương tự như xung điều khiển MOSFET. Mạch điều khiển thông thường sử dụng điện trở cố định để đóng hoặc mở IGBT cho trên hình 5.5.

Điện trở mạch điều khiển mở IGBT R_{gon} hạn chế dòng điện côlectơ cực đại và điện trở R_{goff} có tác dụng hạn chế điện áp côlectơ-êmitơ.



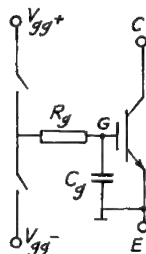
Hình 5.4b. Điện tích an toàn



Hình 5.5. Mạch điều khiển đóng mở điện trở độc lập

Để giảm tốc độ biến thiên của điện áp dV_{CE}/dt và dòng điện di_C/dt , có thể sử dụng một điện dung ngoài C_g . Điện dung này làm tăng hằng số thời gian của mạch điều khiển và làm giảm di_C/dt như trên hình 5.6, tuy nhiên C_g không ảnh hưởng tới dV_{CE}/dt quá độ.

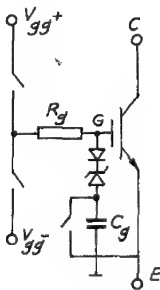
Để giảm thời gian trễ để điện áp V_{gg} tăng tới V_{geth} , có thể đưa điện dung C_g vào mạch sau khi V_{GE} đã đạt tới ngưỡng khi dòng điện côlectơ tăng lên như trên hình 5.7. Sự kéo dài của điện áp quá độ khi đóng không bị ảnh hưởng của phương pháp này. Để



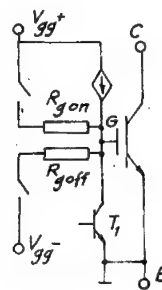
Hình 5.6. Tụ điện C_g giảm dV_{CD}/dt và di_C/dt trong quá trình chuyển mạch

tránh hư hỏng IGBT khi đóng do nhiễu, cần đặt điện áp âm trong khi mở. Trở kháng cổng thấp làm giảm ảnh hưởng của nhiễu đến cổng.

Chuyển mạch khóa IGBT phụ thuộc vào đặc tính của tranzito lưỡng cực. Thời gian tồn tại hạt tải xác định tốc độ hạt thiếu số tái hợp trong miền N⁻. Các điện tích rời khỏi cổng trong quá trình khóa ít ảnh hưởng đến sự tái hợp hạt thiếu số. Sự kéo dài dòng điện và di_C/dt trong quá trình khóa xác định tổn hao khóa, phụ thuộc chủ yếu vào lượng điện tích tích lũy và thời gian tồn tại của các hạt thiếu số, do vậy mạch điều khiển ảnh hưởng ít đến tổn hao khóa nhưng ảnh hưởng nhiều đến tổn hao đóng IGBT. Có thể cải thiện quá độ khi đóng IGBT bằng cách sử dụng mạch ở hình 5.8.



Hình 5.7. Mạch giảm thời gian mở



Hình 5.8. Mạch điều khiển có nguồn dòng phụ

Nguồn dòng phụ làm tăng dòng điện trong quá trình điện áp còn kéo dài và giảm tổn hao đóng. Dòng điện cổng ban đầu được xác định bởi V_{gg}^+ và R_{gon} , được chọn thỏa mãn các thông số quy định của linh kiện và nhiễu điện từ. Sau khi dòng i_C đạt tới cực đại, xảy ra hiệu ứng Miller và nguồn dòng có điều khiển có khả năng làm tăng dòng điện cổng để tăng tốc độ giảm điện áp côlectơ. Điều này làm giảm tổn hao chuyển mạch đóng. Tổn hao chuyển mạch mở có thể được giảm trong hiệu ứng Miller và phần mở MOS của quá trình mở, bằng cách giảm điện trở mở. Tuy nhiên điều này làm tăng tốc độ thay đổi điện áp côlectơ, ảnh hưởng nhiều đến dòng điện chốt IGBT và RBSOA. Trong chu kỳ mở, điện trở R_{goff} xác định tốc độ cực đại biến thiên điện áp côlectơ. Sau khi linh kiện đã mở, việc đóng tranzito T_1 tránh cho IGBT đóng sai bằng cách tránh cho điện áp cổng đạt đến điện áp ngưỡng.

5.1.4. BẢO VỆ IGBT

Mạch điều khiển cũng có thể bảo vệ sự cố trong mạch IGBT. Phương pháp bảo vệ trong bộ nghịch lưu IGBT khác với bảo vệ GTO. Trong bộ nghịch lưu GTO, mạch ổn áp được sử dụng làm bảo vệ do đó không hạn chế dòng điện. Khi xảy ra ngắn mạch, điều khiển đóng tất cả cầu dao của GTO làm cháy cầu chì hay mở aptômát trong đầu vào một chiều. Cần có mạch RC nối tiếp để tránh dòng sự cố tăng nhanh. Tuy nhiên bản thân IGBT có khả năng hạn chế dòng điện quá tải hay ngắn mạch và trị số dòng điện ngắn mạch có thể lớn hơn nhiều so với dòng định mức của IGBT. Như vậy IGBT phải mở nhanh sau khi có sự cố. Trị số của dòng sự cố phụ thuộc vào điện áp phân cực cổng V_{gg}^+ . Điện áp này cao hơn để giảm tổn hao dẫn trong linh kiện nhưng làm cho dòng sự cố sẽ lớn hơn.

Mạch bảo vệ có thể làm giảm điện áp cổng khi xảy ra sự cố. Tuy nhiên nó không hạn chế giá trị đỉnh của dòng điện sự cố, do đó cần mạch bảo vệ cắt nhanh. Các cảm biến tích hợp trong mạch điều khiển dùng để bảo vệ IGBT.

Có nhiều phương pháp bảo vệ khác nhau, một trong các kỹ thuật bảo vệ là sử dụng tụ điện để giảm điện áp cổng khi xảy ra sự cố. Tuy nhiên tùy theo điều kiện ban đầu của tụ điện và trị số của nó mà dòng điện của IGBT có thể giảm đến không rồi đóng lại.

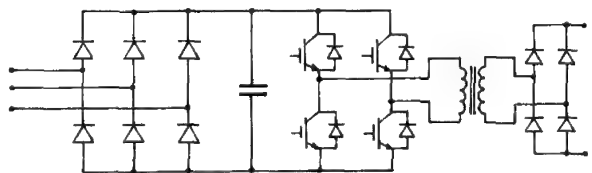
Một phương pháp khác là cắt từ từ IGBT sau khi có sự cố để giảm di/dt và quá điện áp do điện cảm ký sinh trong IGBT hạn chế sự cắt dòng điện lớn. Phương pháp bảo vệ IGBT thông dụng nhất là kiểm tra điện áp côlectơ hoặc phát hiện khử bão hòa. Thông số kiểm tra là điện áp côlectơ-êmitơ so sánh dễ dàng với việc đo dòng điện của linh kiện. Tuy nhiên sự phát hiện điện áp chỉ tác động sau khi IGBT mở xong hoàn toàn. Nếu dòng điện sự cố, tăng chậm do có điện cảm lớn thì khó phát hiện dòng điện sự cố bởi vì điện áp côlectơ-êmitơ thay đổi không đáng kể. Để xác định dòng điện này là dòng điện định mức hoặc quá dòng, có thể sử dụng mức bằng phẳng điện áp Miller. Phương pháp này có thể được sử dụng để mở từ từ và giảm quá điện áp trong quá trình quá dòng.

Các IGBT nhạy đặc biệt được đưa vào ở mức công suất thấp, có đầu cảm biến để lấy tín hiệu dòng điện tỷ lệ với dòng điện colectơ của IGBT. Phương pháp tin cậy nhất để phát hiện điều kiện sự cố quá dòng điện là đưa cảm biến dòng mắc nối tiếp với IGBT. Bộ cảm biến dòng thêm vào làm cho mạch công suất phức tạp hơn và có thể dẫn tới điện cảm ký sinh gây quá điện áp khi mở.

Sau khi xảy ra sự cố IGBT mở an toàn, do di_C/dt khi mở lớn có thể xảy ra quá điện áp. Cũng có nhiều phương pháp cắt dòng sự cố, phổ biến là sử dụng điện trở cổng khi xảy ra sự cố. Một phương pháp khác là giảm quá điện áp khi mở dưới mức dòng sự cố bằng cách giảm điện áp cổng trước khi bắt đầu mở, ví dụ đóng đồng thời điện trở R_{gon} và R_{goff} của mạch ở hình 5.5. Một phương pháp khác là đóng tụ điện vào cổng và nhanh chóng phóng qua cổng khi có sự cố. Để phóng tụ điện nạp trở lại, có thể sử dụng tụ điện lớn để có thể phóng điện nhanh. Có thể sử dụng diốt Zener trong cổng để giảm điện áp cổng sau khi xảy ra sự cố, nhưng quá trình quá độ của diốt Zener làm cho dòng điện sự cố lớn lên. Công suất tiêu tán khi sự cố xác định khoảng thời gian dòng điện sự cố có thể qua IGBT mà không gây hư hỏng. Như vậy khả năng kéo dài dòng sự cố được cải thiện bằng việc sử dụng mạch hạn chế dòng sự cố để giảm công suất tiêu tán của IGBT khi có sự cố.

5.1.5. ỨNG DỤNG CỦA IGBT

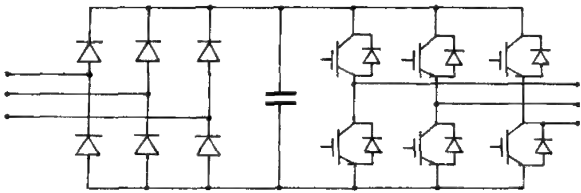
Trong khoảng mười năm gần đây IGBT đã có bước phát triển mạnh và chuyển từ IGBT thế hệ thứ nhất sang thế hệ thứ ba với tốc độ chuyển mạch cao và tổn hao chuyển mạch thấp hơn. Ở điện áp cao, IGBT đang chờ đợi chiếm vị trí của GTO trong một tương lai gần. Lĩnh vực thế hệ thứ tư khai thác công nghệ litho (lithographic technology) và công nghệ rãnh (trench technology) để



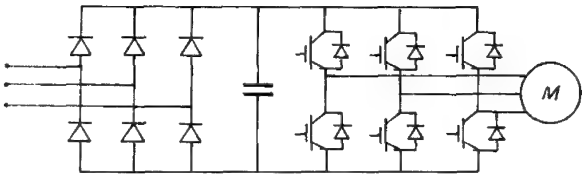
Hình 5.9. Máy hàn IGBT

tạo nên MOSFET có điện trở dẫn rất nhỏ. Các IGBT thông minh tích hợp nhiều mạch có tác dụng bảo vệ quá dòng, quá áp và quá nhiệt. Ứng dụng chủ yếu của IGBT làm linh kiện chuyển mạch của bộ nghịch lưu ứng dụng cả trong cung cấp điện và truyền động điện. Ưu điểm chính của bộ biến đổi sử dụng IGBT là đơn giản, môđun hóa, điều khiển đơn giản, không cần mạch suy giảm do SOA hình chữ nhật, cách ly về điện giữa các môđun. Vì những ưu điểm này IGBT thích dụng trong các bộ chuyển mạch công suất

dưới 1 MW. Ví dụ điển hình sử dụng IGBT trong bộ nguồn liên tục UPS, trong hệ thống nung nóng bằng cảm ứng, máy hàn, máy cắt, truyền động tàu kéo, thiết bị điện tử y tế. Hình 5.9 trình bày sơ đồ máy hàn IGBT, hình 5.10 trình bày sơ đồ UPS bằng IGBT, còn hình 5.11 là sơ đồ biến tần cung cấp cho động cơ không đồng bộ rôto lồng sóc điều khiển tốc độ theo phương pháp tựa từ thông.



Hình 5.10. UPS bằng IGBT



Hình 5.11. Điều chỉnh tốc độ động cơ bằng biến tần IGBT

Do việc điều khiển cổng IGBT đơn giản và môđun hóa dẫn tới việc tiêu chuẩn hóa và môđun hóa các mạch điện tử công suất. Việc đơn giản hóa toàn bộ thiết kế và chế tạo hệ thống làm giảm giá thành thiết bị. Với mục đích đó người ta đã đưa ra chương trình xây dựng khối điện tử công suất PEBB (Power Electronics Building Bloc) với mục tiêu thực hiện toàn bộ hệ thống công suất bằng các khối tiêu chuẩn.

5.2. TIRISTO ĐIỀU KHIỂN BẰNG MOS MCT

5.2.1. CẤU TRÚC VÀ SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA MCT

Như ta đã biết, ưu điểm chính của tiristo là có mật độ dòng điện cao, điện áp rơi thuận nhỏ, nhưng có nhược điểm tốc độ chuyển mạch thấp và xung dòng điều khiển tương đối lớn.

MOSFET có ưu điểm là tổng trở vào lớn, điều khiển dễ bằng điện áp, tốc độ chuyển mạch cao, nhưng có mật độ dòng điện thấp hơn, điện áp rơi cao hơn, do đó giới hạn làm việc ở điện áp thấp hơn và công suất nhỏ hơn.

Việc tích hợp các linh kiện này tạo nên IGBT và MCT.

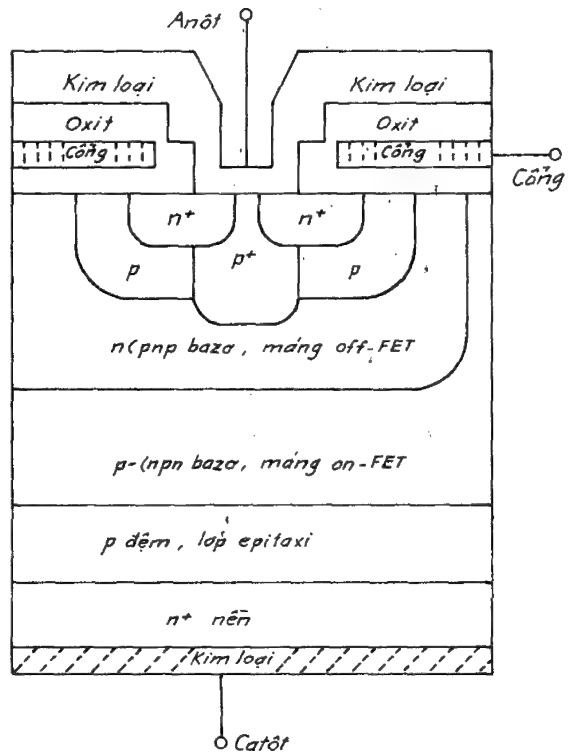
Tiristo điều khiển bằng MOS MCT (MOS Controlled Thyristor) nâng cao tính năng của tiristo bằng cách sử dụng hai MOSFET để đóng và cắt dòng điện.

Một số linh kiện họ MCT kiểu kênh P, phối hợp cấu trúc kênh và cổng, còn gọi là MCT bù (C-MCT Complementary MCT).

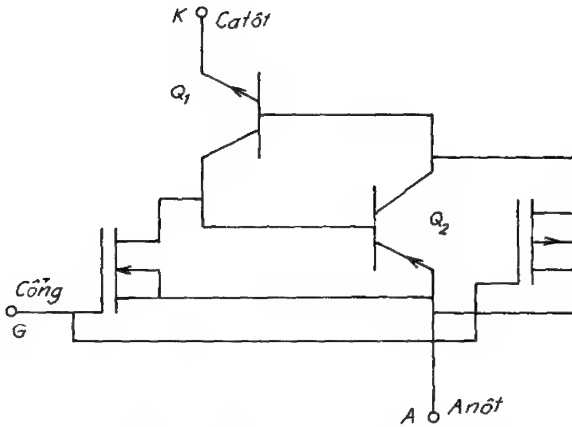
Cấu trúc của MCT được cho trên hình 5.12, còn hình 5.13a là sơ đồ tương đương, hình 5.13b là ký hiệu MCT.

MCT sử dụng một MOSFET phụ kiểu P

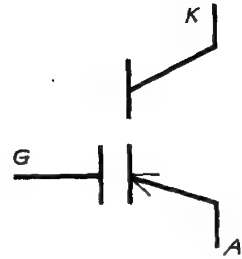
(PMOSFET) để đóng, còn NMOSFET được sử dụng để cắt dòng điện. Nó làm lệch dòng điện bazơ của một trong các BJT và để phòng dẫn trở lại. Trên sơ đồ cấu trúc có hai BJT Q_1 và Q_2 nối với nhau để tạo nên hồi tiếp sao cho điều khiển các tranzito đi vào bão hòa.



Hình 5.12. Cấu trúc của MCT



Hình 5.13a. Ba sơ đồ tương đương của MCT



Hình 5.13b. Ký hiệu của MCT

Một trong hai MOSFET là PMOSFET nằm giữa êmitơ và côlectơ của Q_2 giúp mở tiristo và NMOSFET nằm qua chuyển tiếp bazơ-êmitơ của Q_2 và cát tiristo. Trong công nghệ chế tạo hiện nay, mỗi MCT có rất nhiều phần tử (khoảng 100.000), mỗi phần tử chứa tranzito NPN bazơ rộng và tranzito PNP hẹp. Trong khi mỗi tranzito trong phần tử được cung cấp với MOSFET kênh N qua êmitơ và bazơ, chỉ một số nhỏ ($\sim 4\%$) của tranzito PNP được cung cấp qua MOSFET kênh P qua êmitơ và côlectơ của chúng.

Số lượng nhỏ phần tử trong MCT cung cấp dòng điện đủ để mở và số nhiều phần tử NMOS cung cấp dòng điện để cắt.

5.2.2. MỞ MCT

Khi MCT đang ở trạng thái khóa thuận nó có thể được mở bằng cách đưa xung âm vào cổng so với anốt. Xung âm mở PMOSFET dòng điện máng của nó chạy qua chuyển tiếp bazơ-êmitơ của Q_1 (NPN) làm mở MCT. Tác động hồi phát qua Q_1 - Q_2 chuyển MCT vào trạng thái dẫn hoàn toàn trong thời gian rất ngắn và được duy trì sau khi không còn xung nữa. MCT mở không qua giai đoạn mở rộng plasma do đó có khả năng chịu di/dt và dễ dàng bảo vệ quá dòng điện. Điện trở ở trạng thái mở của MCT hơi cao hơn điện trở tiristo tương đương bởi vì sự suy giảm của hiệu quả bơm N^+ vào chuyển tiếp êmitơ-P-bazơ. Vì thế dòng điện đỉnh của MCT cao hơn dòng trung

bình và dòng điện hiệu dụng.

MCT vẫn ở trạng thái mở cho đến khi có dòng điện ngược hoặc có xung khóa. Đặt xung dương vào cổng sẽ khóa MCT. Xung dương sẽ mở NMOSFET bằng cách lái dòng bazơ của Q_2 (PNP) về anốt của MCT và cắt tác động chốt của tiristo.

Mọi phần tử của linh kiện được cắt cùng lúc để tránh mật độ dòng tăng đột ngột. Khi từ trạng thái bị khóa sang trạng thái mở tiết diện tiristo ngắn lại và tạo nên dV/dt cao. Dòng điện lớn nhất mà MCT có thể cắt gọi là dòng có điều khiển cực đại.

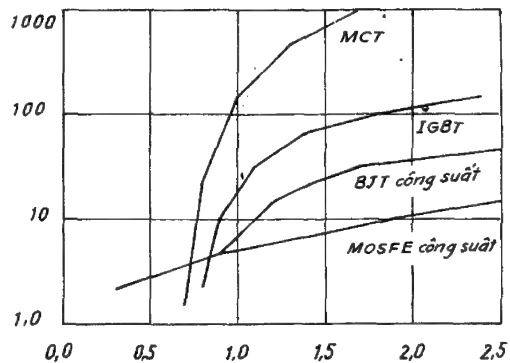
Đối với các dòng điện nhỏ hơn, chiều rộng của xung khóa không giới hạn. Tuy nhiên khi dòng điện lớn hơn, xung điều khiển phải rộng hơn và thường chiếm toàn bộ chu kỳ khóa của nó.

Mật độ dòng điện của MCT cao hơn 70% so với mật độ dòng IGBT có cùng dòng điện tổng. Ở trạng thái dẫn MCT có điện áp rơi thấp hơn điện áp rơi của các linh kiện khác.

Điều này làm giảm kích thước linh kiện. Trên hình 5.14 cho thấy MCT 50 A ở nhiệt độ 25°C có điện áp rơi thuận 1,1 V so với IGBT là 2,5 V. IGBT có thể hoạt động với tốc độ chuyển mạch 150 kHz. MOSFET trở nên hấp dẫn ở tần số chuyển mạch trên 200 kHz và có tổn hao cắt thấp nhất trong các linh kiện. Diện tích làm

việc an toàn khi cắt của IGBT tốt hơn MCT. Đối với MCT dòng điện chuyển mạch chịu được ở 50 ÷ 60% điện áp đánh thủng, trong khi ở IGBT là 80%.

Việc sử dụng điện dung làm suy giảm di/dt , dV/dt đối với MCT là cần thiết.



Hình 5.14. So sánh điện áp rơi

5.2.2. THÔNG SỐ KỸ THUẬT CỦA MCT

Một số thông số kỹ thuật của MCT 150 A của Silicon Power Corporation :

Điện áp đỉnh trạng thái khóa V_{DRM} :	-600 V
Điện áp phục hồi ngược V_{RRM} :	+40 V
Dòng điện một chiều catôt ở $T = +90^{\circ}\text{C}$, $I_{\text{k}90}$:	150 A
Dòng điện đỉnh catôt không lặp lại I_{kSM} :	5000 A
Dòng điện đỉnh được điều khiển :	300 A
Điện áp anôt-cổng một chiều V_{GA} :	± 15 V
Điện áp đỉnh cổng V_{GAM} :	± 20 V
Tốc độ biến thiên điện áp dv/dt ($V_{\text{GA}} = 15$ V) :	10 kV/ μs
Tốc độ biến thiên dòng điện di/dt :	80 kA/ μs
Dòng điện khóa trạng thái mở I_{DRM} :	200 μA
$(V_{\text{KA}} = -600$ V, $V_{\text{GA}} = +15$ V, $T_{\text{c}} = +25^{\circ}\text{C}$)	
Điện áp rơi ($I_{\text{k}} = 100$ A, $V_{\text{GA}} = -10$ V, $T_{\text{c}} = +25^{\circ}\text{C}$) :	1,3 V

5.3. LINH KIỆN CẢM ỨNG TÍNH SID

Linh kiện cảm ứng tĩnh SID (Static Induction Device) do Nishizawa phát minh. Các tranzito cảm ứng tĩnh SIT (Static Induction Device) có thể làm việc với công suất 100 kW ở tần số 100 kHz và 10 W ở tần số 10 GHz. Mạch logic tranzito cảm ứng tĩnh SITL (Static Induction Transistor Logic) có năng lượng chuyển mạch nhỏ hơn mạch logic tích hợp 100 lần. Tiristo cảm ứng tĩnh có nhiều ưu điểm so với tiristo thông thường, có tốc độ chuyển mạch cao, điện áp ngược lớn và điện áp rơi thuận nhỏ.

5.3.1. CẤU TRÚC VÀ NGUYÊN LÝ CỦA SID

Trên hình 5.15 trình bày mặt cắt của một tranzito cảm ứng tĩnh. Ta thấy trong SID hàng rào điện thế cảm ứng bằng tĩnh điện điều khiển dòng điện. Sau đây các công thức được cho theo linh kiện kênh N, nhưng có thể ứng dụng cho kênh P với vài thay đổi nhỏ. Đối với điện trường nhỏ tồn tại

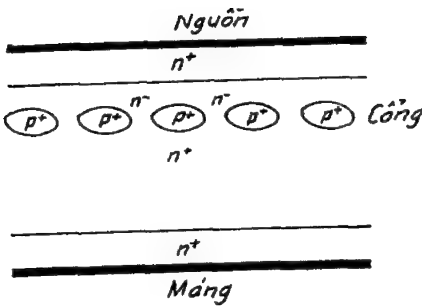
gần hàng rào thế, dòng điện trôi và dòng điện khuếch tán có thể được làm gần đúng bằng :

$$J_n = -qn(x)\mu_n \frac{d\varphi(x)}{dx} + qD_n \frac{du(x)}{dx} \quad (5.1)$$

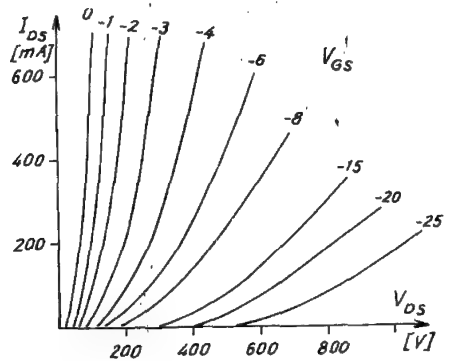
ở đây $D_n = \mu_n V_T$ và $V_T = \frac{kT}{q}$. Nhân hai vế với $\exp(-\varphi(x)/V_T)$ và sắp xếp tích phân từ x_1 đến x_2 được :

$$J_n \exp\left(-\frac{\varphi(x)}{V_T}\right) = qD_n \frac{d}{dx} \left[n(x) \exp\left(-\frac{\varphi(x)}{V_T}\right) \right] \quad (5.2)$$

$$J_n = qD_n \frac{n(x_2) \exp(-\varphi(x_2)/V_T) - n(x_1) \exp(-\varphi(x_1)/V_T)}{\int_{x_1}^{x_2} \exp(-\varphi(x)/V_T) dx} \quad (5.3)$$



Hình 5.15. Tiết diện của SID



Hình 5.16. Đặc tính $I_{D5}(V_{DS})$ của SID

với điều kiện đầu :

$$\varphi(x_1) = 0 \quad ; \quad n(x_1) = N_S \quad (5.4)$$

$$\varphi(x_2) = V_D \quad ; \quad n(x_2) = N_D \quad ;$$

Phương trình 5.3 trở thành :

$$J_n = \frac{qD_n N_S}{\int_{x_1}^{x_2} \exp(-\varphi(x)/V_T) dx} \quad (5.5)$$

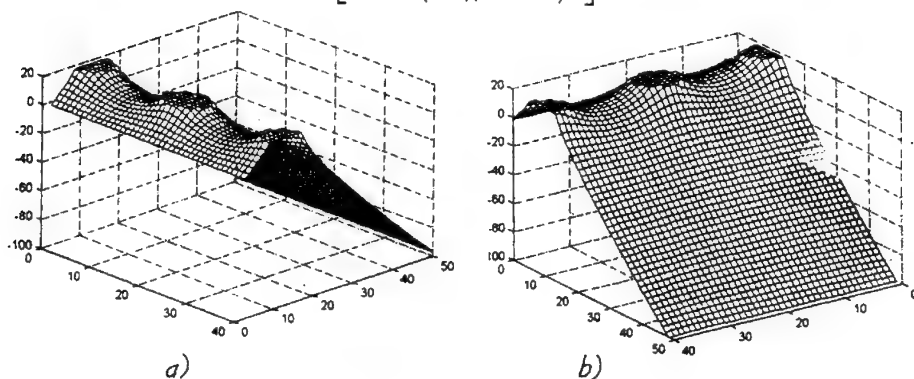
Lưu ý rằng các phương trình trên đối với SIT cũng có thể được sử dụng để tìm dòng điện cho các linh kiện bất kỳ được điều khiển bằng hàng rào thế như BJT thay tranzito MOS làm việc ở chế độ dưới ngưỡng hoặc diốt Schottky.

5.3.2. ĐẶC TÍNH CỦA SIT

Trên hình 5.17 nêu ví dụ phân bố điện thế trong SIT. Lân cận hàng rào thế Plotha đã làm gần đúng bằng các công thức parabol (hình 5.18) :

$$\varphi(x) = \Phi \left[1 - \left(2 \frac{x}{L} - 1 \right)^2 \right] \quad (5.6)$$

$$\varphi(y) = \Phi \left[1 - \left(2 \frac{y}{W} - 1 \right)^2 \right] \quad (5.7)$$

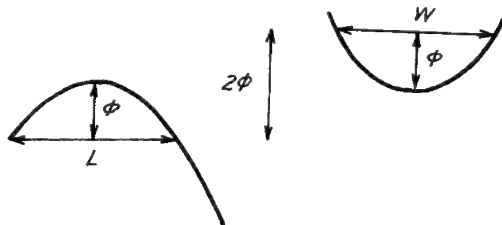


Hình 5.17. Phân bố điện thế trong SIT
a) Nhìn từ nguồn ; b) Nhìn từ máng

Tích phân phương trình 5.5 dọc theo kênh ta được công thức xác định dòng điện máng trong SIT kênh N :

$$I_D = q D_P N_S Z \frac{W}{L} \exp \left(\frac{\Phi}{V_T} \right) \quad (5.8)$$

ở đây Φ là chiều cao hàng rào thế so với thế nguồn, N_S là nồng độ



Hình 5.18. Phân bố thế gần hàng rào được làm gần đúng dạng parabol

electron ở nguồn ; W/L là tỷ số mô tả hình dáng của yên ngựa gần rào và Z là chiều dài lớp nguồn.

Hàng rào thế có thể là hàm tuyến tính của điện áp cổng vào máng.

$$I_D = q D_p N_s Z \frac{W}{L} \exp \left(\frac{a(V_{GS} + bV_{DS} + \Phi_0)}{V_T} \right) \tag{5.9}$$

Phương trình 5.9 mô tả đặc tính của SIT đối với dòng điện nhỏ. Đối với linh kiện lớn, dòng điện được điều khiển bằng điện tích không gian của các hạt chuyển động. Trong trường hợp một thứ nguyên, sự phân bố thế được biểu diễn bằng phương trình Poisson :

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = - \frac{\rho(x)}{\epsilon_{Si} \cdot \epsilon_0} = \frac{I_{DS}}{Av(x)} \tag{5.10}$$

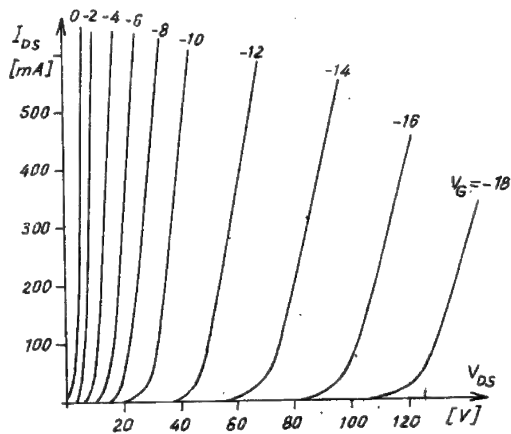
ở đây A là diện tích tiết diện hiệu dụng của linh kiện và $v(x) = \mu.E(x)$.

Giải (5.10) ta được :

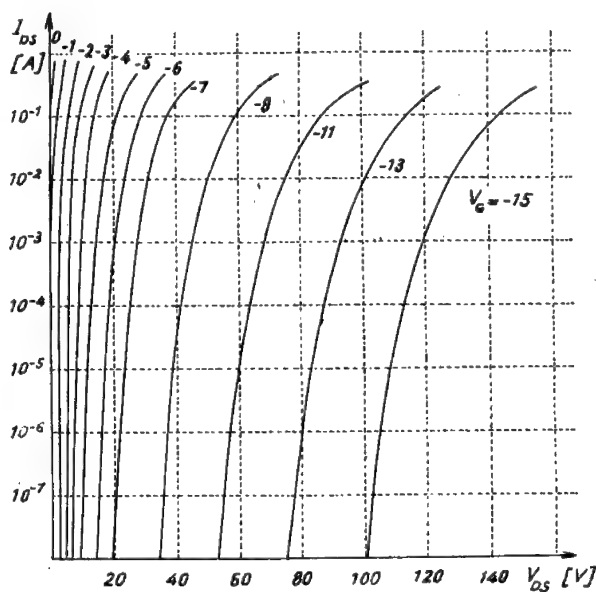
$$I_{DS} = \frac{9}{8} V_{DS}^2 \mu \cdot \epsilon_{Si} \epsilon_0 \frac{A}{L^3} \tag{5.11}$$

Đối với điện trường rộng $v(x) = \text{const}$, phương trình (5.11) là :

$$I_{DS} = 2V_{DS}v_{Sat}\epsilon_{Si}\epsilon_0 \frac{A}{L^2} \tag{5.12}$$



Hình 5.19. Đặc tính SIT theo thang tuyến tính



Hình 5.20. Đặc tính SIT theo thang loga

ở đây L là chiều dài kênh và $v_{\text{Sat}} \approx 10^{11} \mu\text{m/s}$ là vận tốc bão hòa hạt. Thực tế các linh kiện quan hệ dòng-áp được mô tả bằng hàm mũ (5.9) đối với dòng điện nhỏ và bậc hai theo phương trình (5.11), và đối với điện áp lớn cho theo hầu như đường thẳng (5.12). Đặc tính của SIT theo thang tuyến tính và loga cho trên hình 5.19 và 5.20.

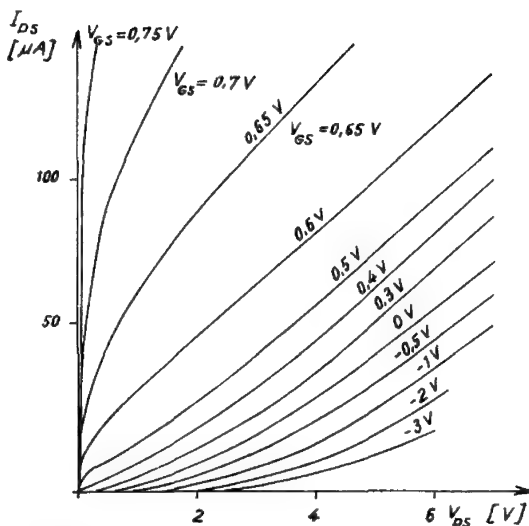
5.3.3. SIT LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ LƯỠNG CỰC

Chế độ làm việc lưỡng cực của SIT được Nishizawa và Wilamowski đưa ra từ năm 1976. Các đặc tính điển hình của SIT làm việc ở chế độ bình thường và ở chế độ lưỡng cực được cho trên hình 5.21 và 5.22.

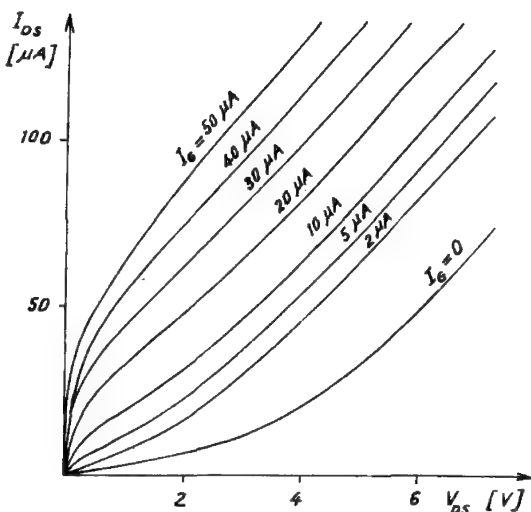
Hàng rào thế điều khiển dòng điện trong SIT được cho bằng phương trình :

$$J_n = \frac{q D_n N_S}{x_2} \int_{x_1} \exp(-\varphi(x)/V_T) dx \quad (5.13)$$

trong đó $\varphi(x)$ là biên dạng của hàng rào thế dọc theo kênh.



Hình 5.21. Đặc tính của SIT kích thước nhỏ $I_D = f(V_{DS})$ với V_{GS} là thông số



Hình 5.22. Đặc tính của SIT kích thước nhỏ $I_D = f(V_{DS})$ với I_G là thông số

Ví dụ trong trường hợp tranzito lưỡng cực NPN, thế qua bazơ làm gốc tới thế êmitơ ở mức kích tạp $N_E = N_S$ được biểu diễn bằng phương trình :

$$\varphi(x) = V_T \ln \left(\frac{N_B(x) N_S}{n_i^2} \right) \times \exp \left(- \frac{V_{BE}}{V_T} \right) \quad (5.14)$$

Thay (5.14) vào (5.13) ta tìm được phương trình điện tử bơm vào bazơ :

$$J_n = \frac{q \cdot D_n \cdot n_i^2}{x_2} \exp \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right) \int_{x_1} N_B(x) dx \quad (5.15)$$

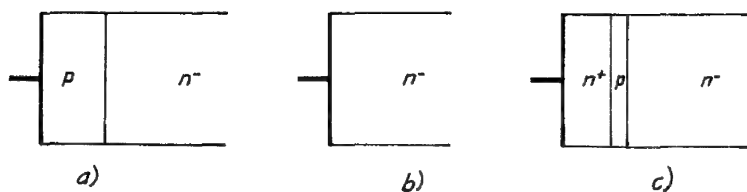
5.3.4. ÊMITƠ ĐỐI VỚI SID

Một trong các nhược điểm của SID là dạng hàng rào thế tương đối phẳng. Điều này dẫn đến sự truyền tải dựa trên sự khuếch tán hạt ở gần hàng rào thế chậm. Thời gian truyền hạt tải được tính theo công thức :

$$t = \frac{l_{hd}}{D} \quad (5.16)$$

ở đây l_{hd} là chiều dài hiệu dụng của kênh và $D = \mu \cdot V_T$ là hằng số khuếch tán. Đối với SIT thông thường có chiều dài kênh $\approx 2 \mu m$, trong khi SIT có hàng rào nhọn hơn thì chiều dài kênh giảm đi và bằng khoảng $0,2 \mu m$, điều này ứng với hằng số thời gian 2 ns và 20 ps. Với êmitơ bằng chuyển tiếp P-N sẽ có sự phân bố thế phẳng. Có thể nhận được hàng rào thế hẹp hơn nếu sử dụng các kiểu êmitơ khác. Với linh kiện silic có điện áp rơi thuận 0,7 đến 0,8 V, trong khi êmitơ Schottky chỉ có 0,2 đến 0,3 V. Cấu trúc êmitơ biểu diễn trên hình 5.23 có các ưu điểm của diốt Schottky dù được chế tạo có chuyển tiếp P-N.

Quan niệm của SID có thể được sử dụng không phụ thuộc vào kiểu của êmitơ và được biểu diễn trên hình 5.23. Cấu trúc êmitơ xuyên có hàng rào thế hẹp nhất và có thời gian đáp ứng nhanh hơn, hệ số khuếch đại dòng điện rộng hơn ở chế độ làm việc lưỡng cực.

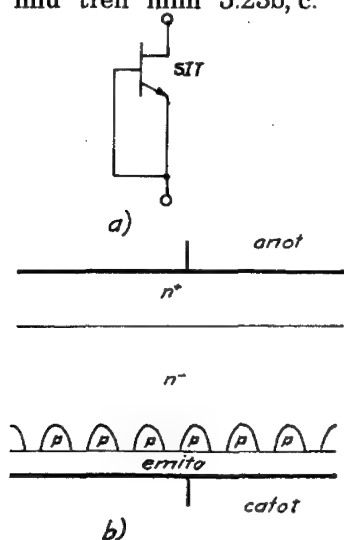


Hình 5.23. Các cấu trúc khác nhau của êmitơ
a) Chuyển tiếp P-N không cấu trúc bằng vật liệu SiGe ;
b) Chuyển tiếp Schottky ; c) Êmitơ xuyên (punch-through)

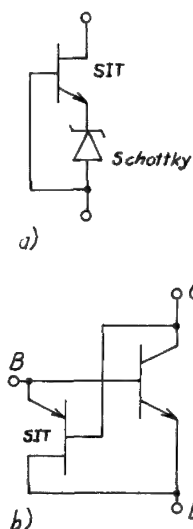
5.3.5. DIÔT CẢM ỨNG TÍNH SID

Chế độ hoạt động của SIT cũng có thể được sử dụng để nhận được các diốt có điện áp rơi thuận thấp và hiệu ứng tích lũy hạt tải không đáng kể. Diốt cảm ứng tĩnh (Static Induction Diode) có thể nhận được bằng cách gắn mạch cổng với êmitơ của SIT (hình 5.24a). Diốt này có tất cả những ưu điểm của SIT như sự ổn định nhiệt, thời gian chuyển mạch ngắn. Tiết diện của diốt này được cho trên hình 5.24b.

Chất lượng của SID có thể được cải thiện với các êmitơ phức tạp hơn như trên hình 5.23b, c.



Hình 5.24. Diốt cảm ứng tĩnh SID



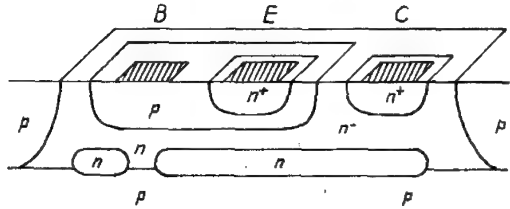
Hình 5.25. Bảo vệ BJT chống bão hòa

- a) Sử dụng diốt Schottky ;
b) Sử dụng SIT

5.3.6. BJT BẢO HOÀ ĐƯỢC BẢO VỆ BẰNG SIT

Cũng có thể sử dụng SIT thay cho diôt Schottky để bảo vệ tranzito lưỡng cực BJT chống bão hòa làm cho thời gian chuyển mạch nhanh hơn. Ý tưởng này được trình bày trên hình 5.25 và 5.26.

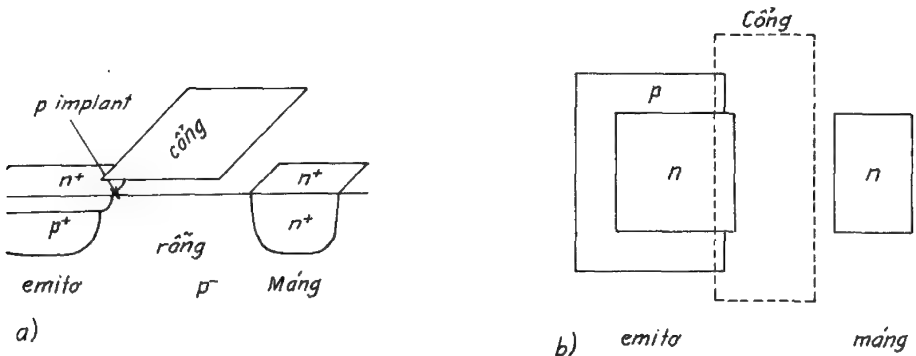
Lưu ý rằng giải pháp diốt Schottky có nhiều ưu điểm vì không đòi hỏi vùng bổ sung trên chip và không thêm điện dung giữa bazơ và côlectơ. Điện dung bazơ-côlectơ luôn mở rộng do hiệu ứng Miller và điều này dẫn đến sự chuyển mạch chậm hơn so với trường



Hình 5.26. Tiết diện BJT bảo vệ chống bão hòa sâu sử dụng SIT

5.3.7. TRANZITO MOS CẢM ỨNG TÍNH SIMOS

Tranzito có cổng điều khiển MOS được trình bày trên hình 5.27a, trong đó hạt tải được di chuyển xa bề mặt với tốc độ gần bão hòa. Ưu điểm của cấu trúc này là có điện dung cổng rất thấp. Một cấu trúc khác của SIMOS được cho trên hình 5.27b, lớp chôn P^+ được nối với lớp có điện thế âm lớn,



Hình 5.27. Cấu trúc của SIMOS
a) Tiết diện ; b) Nhìn từ trên xuống

do hàng rào thế cao, dòng điện êmitơ—máng không thể qua. Dòng điện có thể chạy qua khi điện áp dương được đưa vào cổng làm cho hàng rào thế của nó giảm đi. Lớp P bị rỗng và do điện trường nằm ngang cao ở dưới cổng, do đó không có tích lũy điện tích ở cổng này. SIMOS có một số ưu điểm so với tranzito MOS truyền thống là :

- Điện dung cổng rất nhỏ vì không có lớp điện tích tích lũy dưới cổng.
- Các hạt tải chuyển động với vận tốc gần vận tốc bão hòa.
- Lớp đế được kích tạt thấp hơn và tồn tại lớp rỗng làm cho điện dung máng nhỏ hơn.

SIMOS làm việc tương tự tranzito MOS trong các điều kiện dưới ngưỡng, nhưng quá trình xảy ra ở mức dòng điện cao hơn.

Chương 6

BỘ CHỈNH LƯU ĐIÔT

Các bộ chỉnh lưu biến đổi điện năng xoay chiều thành một chiều cung cấp cho các tải một chiều như : động cơ điện một chiều, kích từ cho máy phát đồng bộ và cuộn dây hút của các khí cụ điện, công nghệ điện hóa : mạ, đúc điện, nạp ắc quy...

Chương này trình bày các đặc tính điện áp, dòng điện, công suất, dạng sóng, khả năng sử dụng máy biến áp ứng với các đặc tính phụ tải khác nhau trong các sơ đồ chỉnh lưu, từ đó rút ra các yêu cầu tính chọn bộ chỉnh lưu diôt. Trước hết chúng ta hãy nghiên cứu những vấn đề chung về chỉnh lưu.

6.1. NHỮNG VẤN ĐỀ CHUNG VỀ CHỈNH LƯU

Để hiểu sự hoạt động của bộ chỉnh lưu diôt, ta hãy xem xét sơ đồ của nó gồm :

- Tổ hợp các diôt tạo nên chuyển mạch ;
- Cách nối dây quấn máy biến áp để tạo nên điện áp xoay chiều theo yêu cầu ;
- Các bộ lọc (nếu cần) để san phẳng điện áp, dòng điện chỉnh lưu.

Để chỉnh lưu q điện áp xoay chiều ký hiệu v_1, v_2, \dots, v_q , ta sử dụng hai nhóm gồm q diôt có catôt hoặc anôt nối chung với nhau.

6.1.1. BỘ CHUYỂN MẠCH DƯƠNG

Bộ chuyển mạch dương gồm các diôt có catôt đẳng thế ở mỗi thời điểm điện áp ra u_d bằng điện áp vào có giá trị dương nhất (hình 6.1a).

Thực vậy, trong khoảng v_1 lớn hơn so với v_2, v_3, \dots, v_q thì diôt D_1 sẽ dẫn, do đó $u_d = v_1$ và khóa các diôt khác, vì :

$$v_{D2} = v_2 - u_d = v_2 - v_1 < 0$$

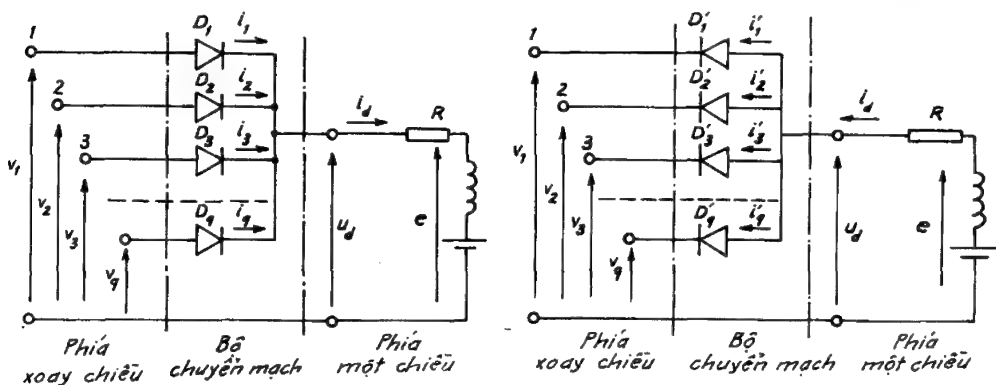
$$v_{D3} = v_3 - u_d = v_3 - v_1 < 0 \dots$$

Sau một khoảng thời gian v_2 lớn nhất, chỉ mình diôt D_2 sẽ dẫn làm cho $u_d = v_2$ và sẽ khóa các diôt khác. Như vậy ở mỗi thời điểm khi diôt dẫn sẽ liên hệ đầu vào có điện áp dương nhất với tải một chiều.

Khi $v_1 > v_2, v_3, \dots, v_q$, nếu D_1 dẫn thì dòng điện qua diôt, nếu $v_1 > e$:

$$i_d = i_1 = \frac{v_1 - e}{R} \quad (6.1)$$

Nếu tồn tại các khoảng điện áp vào lớn hơn e nhưng không có diôt nào dẫn, ta gọi là sự dẫn gián đoạn, khác với dẫn liên tục luôn có một diôt đang dẫn.



Hình 6.1. Bộ chuyển mạch

a) Bộ chuyển mạch dương ; b) Bộ chuyển mạch âm

6.1.2. BỘ CHUYỂN MẠCH ÂM

Bộ chuyển mạch âm được tạo nên từ một nhóm các diôt có anốt nối chung (hình 6.1b). Tại mỗi thời điểm điện áp ra bằng điện áp vào âm nhất. Ví dụ trong khoảng v_2 âm nhất so với $q - 1$, các điện áp khác làm cho D_2 dẫn, khi đó $u_d = v_2$ và khóa các diôt khác, vì :

$$v'_{D1} = u_d - v_1 = v_2 - v_1 < 0$$

$$v'_{D2} = u_d - v_3 = v_2 - v_3 < 0$$

Trong khoảng D'_2 dẫn dòng điện :

$$i_d = \frac{e - v_2}{R} \quad (6.2)$$

Để cho D'_2 dẫn thì e phải lớn hơn v_2 . Nếu e nhỏ hơn điện áp âm nhất thì sơ đồ sẽ dẫn gián đoạn. Ta sẽ nghiên cứu kỹ đặc tính của các sơ đồ chỉnh lưu cụ thể.

6.2. BỘ CHỈNH LƯU ĐIÔT MỘT PHA NỬA CHU KỲ

6.2.1. TRƯỜNG HỢP TẢI THUẦN TRỞ

Sơ đồ chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ tải thuần trở cho trên hình 6.2a gồm có máy biến áp với điện áp thứ cấp $u = U_m \sin \omega t$ qua điôt lý tưởng D nối với tải thuần trở R . Vì điôt lý tưởng nên điện áp rơi trên điôt $u_D = 0$.

Trong khoảng $0 < \omega t < \pi$, điện áp $u_{AK} > 0$, do đó điôt thông và tạo nên dòng điện cùng hình dáng như điện áp : $i = \frac{U_m}{R} \sin \omega t$.

Trong khoảng $\pi < \omega t < 2\pi$, điện áp $u_{AK} < 0$, do đó điôt bị khóa, dòng điện $i = 0$, điện áp trên tải $u_d = 0$. Lúc này điôt phải chịu điện áp ngược cực đại bằng U_m .

Hình 6.2b biểu diễn dạng sóng điện áp và dòng điện.

Trị số trung bình của điện áp chỉnh lưu :

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} = 0,318 U_m = 0,45 U \quad (6.3)$$

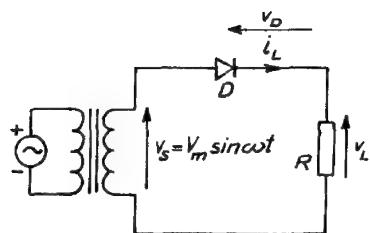
trong đó U là trị hiệu dụng điện áp thứ cấp máy biến áp.

Trị trung bình của dòng điện chỉnh lưu :

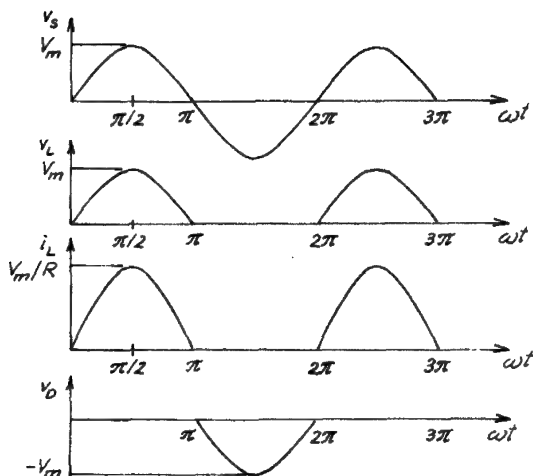
$$I_d = \frac{U_d}{R} = 0,318 \cdot \frac{U_m}{R} = 0,45 \frac{U}{R} \quad (6.4)$$

Trị hiệu dụng của điện áp trên tải :

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (U_m \sin \omega t)^2 d\omega t} = 0,5 U_m \quad (6.5)$$



a)



b)

Hình 6.2. Chỉnh lưu một pha, một nửa chu kỳ tải thuần trở
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng điện áp và dòng điện

6.2.2. TRƯỜNG HỢP TẢI R-L

Hình 6.3a là sơ đồ bộ chỉnh lưu một pha tải có tính chất điện cảm R-L. Phương trình định luật Kirchoff 2 cho mạch 6.2a có dạng :

$$L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i = u \quad (6.6)$$

Đây là phương trình vi phân tuyến tính không thuần nhất, nghiệm của nó bằng tổng của hai dòng điện :

- Dòng điện tự do khi nguồn kích thích $u = 0$ có dạng :

$$i_{td} = A e^{-\frac{R}{L}t} \quad (6.7)$$

- Thành phần cưỡng bức bằng dòng điện xác lập của mạch :

$$i_{cb} = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.8)$$

trong đó $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, $\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}$

Vậy :

$$i = i_{cb} + i_{td} = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + A e^{-\frac{R}{L}t} \quad (6.9)$$

Theo điều kiện ban đầu :

$$i(-0) = i(+0) = -\frac{U_m}{Z} \sin\varphi + A = 0 \quad (6.10)$$

suy ra : $A = \frac{U_m}{Z} \sin\varphi$

Kết quả ta tìm được :

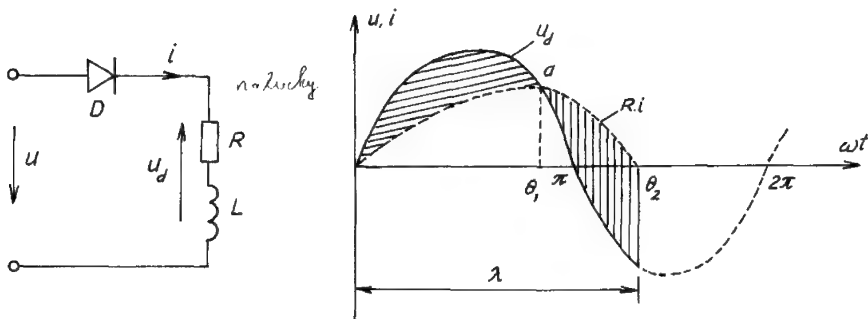
$$i = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin\varphi e^{-\frac{R}{L}t} \right] \quad (6.11)$$

Khi $\omega t = \lambda$, dòng $i = 0$, diôt bị khóa.

Ta có thể tìm được góc tắt dòng điện λ bằng cách giải phương trình siêu việt sau đây :

$$\sin(\lambda - \varphi) = -\sin\varphi e^{-\frac{R}{\omega L}\lambda} \quad (6.12)$$

Trên hình 6.3b ta thấy, trong khoảng $0 < \omega t < \omega t_1$, dòng điện i tăng từ từ, năng lượng được tích lũy trong từ trường của tải. Trong khoảng $\omega t_1 < \omega t < \omega t_2$, dòng điện i suy giảm, do tác động của s.d.đ cảm ứng trong cuộn dây nên dòng điện tiếp tục suy giảm và có giá trị âm, diôt vẫn còn tiếp tục dẫn khi điện áp u âm.



Hình 6.3. Chính lưu một pha một nửa chu kỳ tải R-L

a) Sơ đồ ; b) Hình dáng dòng điện chính lưu

Đường cong u_d cắt đường cong $R.i$ tại điểm a , tại đây $u_d = R.i$ và $L \cdot \frac{di}{dt} = 0$, dòng i đạt cực đại tại a , do đó $i(a) = I_m$.

Để loại bỏ dòng điện tải còn kéo dài trong chu kỳ âm của điện áp nguồn, người ta thường dùng một diôt thoát nối song song ngược với tải, làm đường dẫn cho dòng điện tải khi diôt D bị khóa (Xin xem chi tiết ở mục 7.10.1).

6.2.3. TRƯỜNG HỢP TẢI CÓ NGUỒN R-E

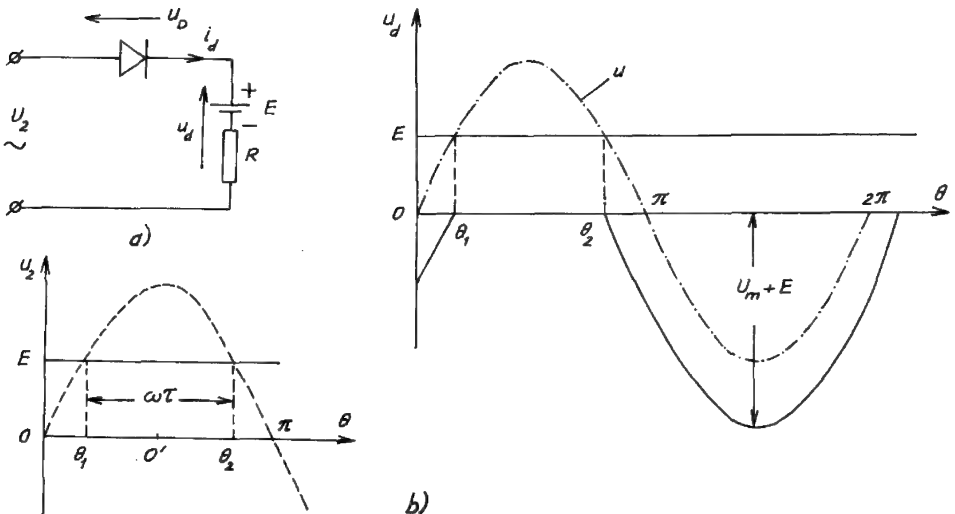
Khi tải của bộ chỉnh lưu là các bình điện phân hoặc động cơ điện một chiều có chứa s.d.đ. Sơ đồ của tải R-E được cho trên hình 6.4a, còn dạng sóng điện áp chỉnh lưu được cho trên hình 6.4b.

Diôt D chỉ mở cho dòng chạy qua khi $u > E$. Dòng điện i_d chỉ tồn tại trong khoảng θ_1 đến θ_2 thỏa mãn phương trình :

$$u = U_m \sin \omega t = E \quad (6.13)$$

Dòng điện qua tải :

$$i_d = \frac{U_m \sin \omega t - E}{R} \quad (6.14)$$



Hình 6.4. Chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ tải R-E

a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng điện áp

Khi diôt bị khóa, điện áp trên tải $R.i_d = 0$. Điện áp ngược đặt lên diôt : $u_d = u - E$.

Trị số trung bình của dòng điện qua diôt và qua tải là :

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{U_m \sin \omega t - E}{R} d\omega t = \frac{U_m}{2\pi R} (2\cos\theta_1 - \omega \tau \sin\theta_1) \quad (6.15)$$

trong đó : $\omega \tau = \theta_2 - \theta_1$ và $\omega = 2\pi/T$.

Trị hiệu dụng của dòng điện chạy qua diôt và tải, lấy theo gốc tọa độ O' là :

$$i = \frac{U_m - E}{R} \cdot \cos\theta \quad (6.16)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\omega\tau/2}^{\omega\tau/2} \left(\frac{U_m - E}{R} \cos\theta \right)^2 d\omega t} = \frac{U_m - E}{R} \sqrt{\frac{\tau}{2T}} \quad (6.17)$$

6.3. CHỈNH LƯU DIÔT MỘT PHA HAI NỬA CHU KỲ

Chỉnh lưu diôt một pha hai nửa chu kỳ có hai sơ đồ chính là sơ đồ máy biến áp dây quấn thứ cấp có điểm giữa và sơ đồ cầu.

6.3.1. SƠ ĐỒ MÁY BIẾN ÁP DÂY QUẤN ĐIỂM GIỮA TẢI THUẦN TRỞ

Hình 6.5a là sơ đồ máy biến áp dây quấn thứ cấp điểm giữa tải thuần trở.

Trong khoảng $0 < \omega t < \pi$, điện áp $u_1 > 0$ còn $u_2 < 0$, D_1 dẫn còn D_2 bị khóa :

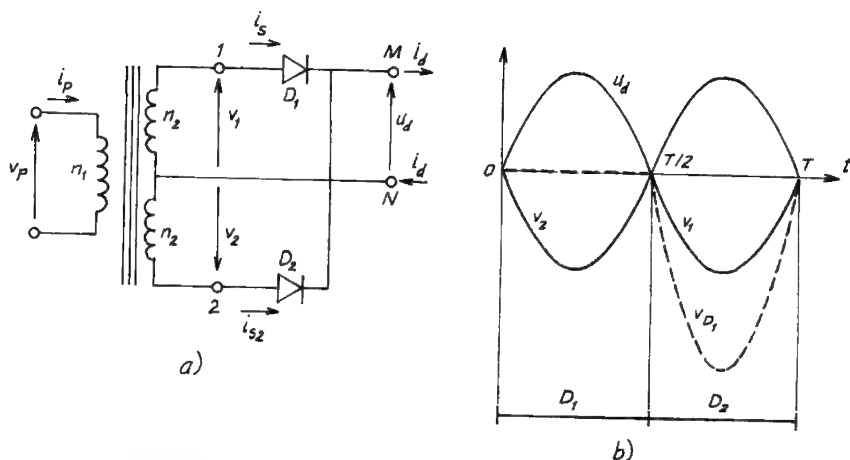
$$i_1 = i_{D1} = i_D = \frac{U_m}{R} \sin \omega t \quad (6.18)$$

khi đó diôt D_2 chịu hai lần điện áp thứ cấp của máy biến áp :

$$U_{ng\max} = -2U_m \quad (6.19)$$

Trong khoảng $\pi < \omega t < 2\pi$, $u_1 < 0$ còn $u_2 > 0$, do đó D_2 dẫn còn D_1 bị khóa :

$$u_{D1} = 2U_m \sin \omega t.$$



Hình 6.5. Chỉnh lưu một pha hai nửa chu kỳ
sơ đồ máy biến áp thủ cấp điểm giữa
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

Trị trung bình của điện áp chỉnh lưu :

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d \sin \omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2U_m}{\pi} = 0,636U_m \quad (6.20)$$

Trị trung bình của dòng điện tải :

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{0,636U_m}{R} \quad (6.21)$$

Trị trung bình của dòng qua điốt :

$$I_D = \frac{I_d}{2} \quad (6.22)$$

Trị hiệu dụng của điện áp trên tải :

$$U_t = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_m \sin \omega t)^2 d\omega t} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = U_m \quad (6.23)$$

Trị hiệu dụng của dòng điện tải :

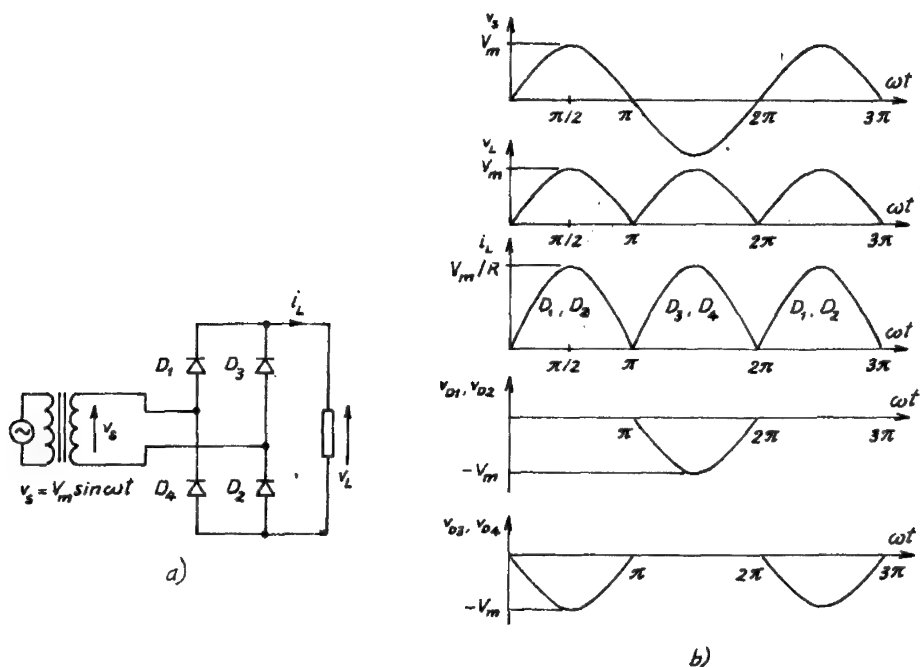
$$I_t = \frac{U_t}{R} = 0,707 \frac{U_m}{R} \quad (6.24)$$

6.3.2. SƠ ĐỒ CHỈNH LƯU CẦU MỘT PHA TÁI THUẦN TRỞ

Sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha cho trên hình 6.6a, còn dạng sóng điện áp và dòng điện cho trên hình 6.6b.

Ta nhận thấy trong khoảng $0 < \omega t < \pi$, điện áp nguồn $u > 0$, D_1 và D_2 cùng dẫn, còn D_3 và D_4 bị khóa. Nửa chu kỳ sau $\pi < \omega t < 2\pi$, điện áp nguồn phân cực ngược lại nên D_3 và D_4 dẫn, còn D_1 và D_2 bị khóa. Dạng sóng điện áp và dòng điện chỉnh lưu qua tải hoàn toàn giống sóng dòng điện và điện áp trong sơ đồ chỉnh lưu một pha máy biến áp thứ cấp điểm giữa, vì thế có thể áp dụng các công thức đối với chỉnh lưu máy biến áp thứ cấp điểm giữa.

Điểm khác biệt cần lưu ý là, trong sơ đồ cầu vì có hai diốt cùng bị khóa nên điện áp ngược cực đại đặt trên mỗi diốt giảm một nửa.

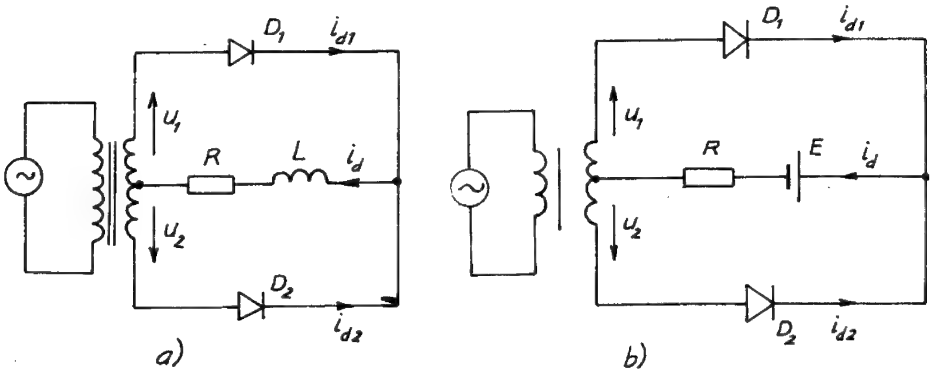


Hình 6.6. Chỉnh lưu cầu một pha tái thuần trở

a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

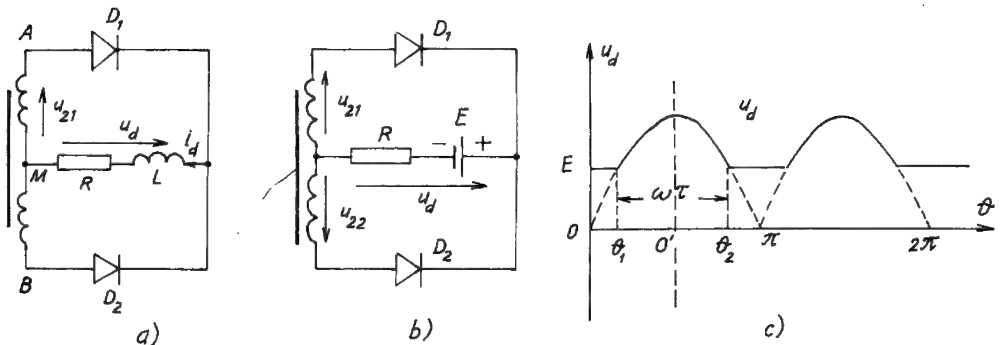
6.3.3. SƠ ĐỒ CHỈNH LƯU HAI NỬA CHU KỲ TẢI R-L VÀ R-E

Sơ đồ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ máy biến áp thứ cấp điểm giữa tải R-L và R-E cho trên hình 6.7a, b; còn sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha tải R-L và R-E cho trên hình 6.8a, b.



Hình 6.7. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ máy biến áp thứ cấp điểm giữa
a) Tải R-L; b) Tải R-E

Vì chỉnh lưu hai nửa chu kỳ nên giá trị u_D và i_d sẽ gấp đôi so với giá trị tương ứng trong sơ đồ chỉnh lưu một nửa chu kỳ.



Hình 6.8. Chỉnh lưu cầu một pha tải R-L và R-E

6.3.4. SƠ ĐỒ CHỈNH LƯU CẦU TẢI R-L VÀ R-E

Sơ đồ chỉnh lưu cầu tải R-L và R-E cho trên hình 6.8a, b. Vì là chỉnh lưu hai nửa chu kỳ nên kết quả giá trị trung bình u_D và i_D tương tự như

các giá trị tương ứng trong sơ đồ 6.5a và b. Điều duy nhất khác là điện áp ngược cực đại đặt trên hai diốt mắc nối tiếp nên $U_{ngmax} = U_m$. Mặt khác trong mỗi nửa chu kỳ dòng điện trong thứ cấp của máy biến áp ngược chiều nhau.

6.3.5. HỆ SỐ HÌNH DÁNG

Hệ số hình dạng là tỷ số trị số hiệu dụng của điện áp hoặc dòng điện trên trị số trung bình của điện áp hoặc dòng điện chỉnh lưu :

$$k_d = \frac{U}{U_d} \text{ hoặc } \frac{I}{I_d} \quad (6.25)$$

Với chỉnh lưu một nửa chu kỳ :

$$k_d = \frac{0,5U_m}{0,318U_m} = 1,57 \quad (6.26)$$

Với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ :

$$k_d = \frac{0,707U_m}{0,636U_m} = 1,11 \quad (6.27)$$

6.3.6. HỆ SỐ SÓNG

Hệ số sóng là tỷ số trị số hiệu dụng thành phần xoay chiều trên tải chia cho trị số trung bình :

$$k_s = \frac{U_{ac}}{U_d} \quad (6.28)$$

$$U_{ac} = \sqrt{U_t^2 - U_d^2}$$

Thay vào biểu thức (6.28) ta có :

$$k_s = \sqrt{\left(\frac{U_t}{U_d}\right)^2 - 1} = \sqrt{k_d^2 - 1} \quad (6.29)$$

Với chỉnh lưu một nửa chu kỳ :

$$k_s = \sqrt{1,57^2 - 1} = 1,21 \quad (6.30)$$

Còn với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ :

$$k_s = \sqrt{1,11^2 - 1} = 0,482 \quad (6.31)$$

6.3.7. HIỆU SUẤT CHỈNH LƯU

Hiệu suất chỉnh lưu bằng tỷ số giữa công suất một chiều sau chỉnh lưu và công suất biểu kiến của tải :

$$\frac{P_d}{P_t} = \frac{U_d I_d}{U_t \cdot I_t} \quad (6.32)$$

Đối với chỉnh lưu một nửa chu kỳ :

$$\eta = \frac{(0,318U_m)^2}{(0,5U_m)^2} = 40,5\% \quad (6.33)$$

Còn đối với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ :

$$\eta = \frac{(0,636U_m)^2}{(0,707U_m)^2} = 81\% \quad (6.34)$$

6.3.8. HỆ SỐ SỬ DỤNG MÁY BIẾN ÁP

Hệ số sử dụng máy biến áp đánh giá hiệu quả sử dụng máy biến áp bằng tỷ số của công suất chỉnh lưu $P_d = U_d I_d$ và công suất biểu kiến thứ cấp của máy biến áp :

$$k_{sd} = \frac{P_d}{U_2 I_2} = \frac{U_d I_d}{U_2 I_2} \quad (6.35)$$

Đối với chỉnh lưu một nửa chu kỳ : $I_2 = \frac{0,5U_m}{R}$

Còn đối với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ : $I_2 = \frac{0,707U_m}{R}$

Từ đó suy ra hệ số sử dụng máy biến áp của chỉnh lưu một nửa chu kỳ là :

$$k_{sd} = \frac{0,318^2}{0,707 \cdot 0,5} = 0,286 \quad (6.36)$$

Điều đó có nghĩa là máy biến áp không được sử dụng tốt, để có thể cung cấp 1 W công suất một chiều thì máy biến áp phải có công suất là $1/0,286 = 3,496$ W. Mặt khác dây quấn thứ cấp có dòng một chiều chạy qua làm bão hòa lõi thép. Ta có thể đi đến kết luận là chỉnh lưu một nửa chu kỳ chỉ được sử dụng khi công suất nhỏ.

Trường hợp chỉnh lưu máy biến áp thứ cấp điểm giữa được coi như hai chỉnh lưu một nửa chu kỳ làm việc cùng nhau, do đó công suất biểu kiến thứ cấp máy biến áp bằng hai lần chỉnh lưu một nửa chu kỳ nhưng công suất một chiều trên tải sẽ bằng bốn lần. Hệ số sử dụng máy biến áp trong trường hợp này là :

$$k_{sd} = \frac{4 \cdot 0,318^2}{2 \cdot 0,707 \cdot 0,5} = 0,572$$

Sơ đồ cấu chỉnh lưu một pha có hệ số sử dụng máy biến áp cao nhất vì dòng điện chạy trong cả dây quấn sơ và thứ cấp là một nửa hình sin. Bằng cách thay thế vào các phương trình tương ứng ta tìm được hệ số sử dụng MBA của chỉnh lưu cầu một pha :

$$k_{sd} = \frac{0,636^2}{0,707 \cdot 0,707} = 0,81$$

Công suất định mức sơ cấp máy biến áp với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ bằng công suất cầu chỉnh lưu vì dòng điện trong dây quấn sơ cấp cũng là một chiều nửa hình sin.

6.3.9. SÓNG HÀI

Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ tải thuận trở không tạo nên các sóng hài dòng điện trong máy biến áp nhưng tạo nên sóng hài trong bộ chỉnh lưu một nửa chu kỳ. Biên độ sóng hài của chỉnh lưu một nửa chu kỳ tải thuận trở so với thành phần cơ bản được cho trong bảng 6.1.

Bảng 6.1. Phần trăm sóng hài của bộ chỉnh lưu một nửa chu kỳ tải thuận trở

Điều hòa	bậc 2	bậc 3	bậc 4	bậc 5	bậc 6	bậc 7	bậc 8
Phần trăm	21,2	0	4,2	0	1,8	0	1,01

6.3.10. LƯU Ý VỀ THIẾT KẾ BỘ CHỈNH LƯU

Để thiết kế bộ chỉnh lưu cần dựa vào dữ liệu điện áp chỉnh lưu U_d , dòng điện chỉnh lưu I_d . Xuất phát từ hai giá trị này ta tìm được điện áp thứ cấp của máy biến áp $U_2 = 1,11U_d$ đối với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ và $2,22U_d$ với chỉnh lưu một nửa chu kỳ.

Một thông số khác rất quan trọng là điện áp ngược đỉnh lặp lại U_{RRM} (Peak Repetitive Reverse Voltage).

Đối với chỉnh lưu một nửa chu kỳ :

$$U_{RRM} = U_m = \frac{U_d}{0,318} = 3,14U_d$$

Đối với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ :

$$U_{RRM} = 2U_m = \frac{2U_d}{0,636} = 3,14U_d$$

Đối với chỉnh lưu cầu một pha :

$$U_{RRM} = U_m = \frac{U_d}{0,636} = 1,57U_d$$

Một thông số khác đánh giá dòng điện thuận đỉnh lặp lại I_{FRM} (Peak Repetitive Forward Current). Đối với chỉnh lưu một nửa chu kỳ :

$$I_{FRM} = \frac{U_m}{R} = \frac{I_d}{0,318} = 3,14I_d$$

Đối với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ :

$$I_{FRM} = \frac{U_m}{R} = \frac{I_d}{0,636} = 1,57I_d$$

Các thông số đặc trưng của bộ chỉnh lưu một pha tải thuần trở cho trong bảng 6.2.

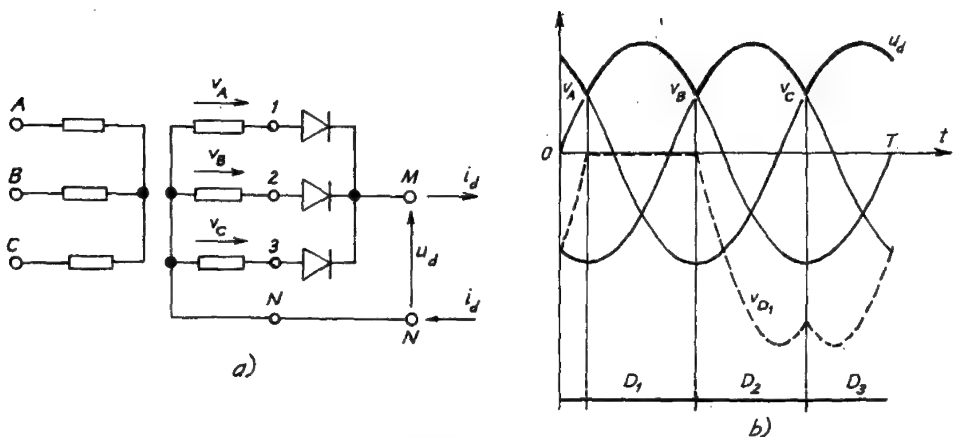
Bảng 6.2. Thông số đặc trưng của bộ chỉnh lưu một pha tải thuần trở

Các thông số	Chỉnh lưu nửa chu kỳ	Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ MBA thứ cấp điểm giữa	Chỉnh lưu cầu một pha
Điện áp ngược đỉnh lặp lại U_{RRM}	$3,14 U_d$	$3,14 U_d$	$1,57 U_d$
Trị hiệu dụng thứ cấp MBA U_2	$2,22 U_d$	$1,11 U_d$	$1,11 U_d$
Dòng trung bình diốt I_d	$1,00 I_d$	$0,50 I_d$	$0,50 I_d$
Dòng điện thuận đỉnh lặp lại I_{FRM}	$3,14 I_d$	$1,57 I_d$	$1,57 I_d$
Dòng hiệu dụng diốt I_F	$1,57 I_d$	$0,785 I_d$	$0,785 I_d$
Hệ số hình dáng dòng điện k_d	1,57	1,57	1,57
Hiệu suất chỉnh lưu	0,405	0,81	0,81
Hệ số sóng	1,21	0,482	0,482
Hệ số hình dáng	1,57	1,11	1,11
Công suất định mức sơ cấp MBA (VA)	$2,69 P_d$	$1,23 P_d$	$1,23 P_d$
Công suất định mức thứ cấp MBA (VA)	$3,49 P_d$	$1,75 P_d$	$1,23 P_d$
Tần số sóng ra f	f_1	$2f_1$	$2f_1$

6.4. CHỈNH LƯU BA PHA

6.4.1. CHỈNH LƯU BA PHA HÌNH TIA

Sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia cho trên hình 6.9a, dạng sóng của sơ đồ cho trên hình 6.9b.



Hình 6.9. Chỉnh lưu ba pha hình tia
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

Điện áp thứ cấp của máy biến áp :

$$\left. \begin{aligned} u_A &= U_m \sin \omega t \\ u_B &= U_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_C &= U_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (6.37)$$

Ta nhận thấy sơ đồ ở hình 6.9a do ba chỉnh lưu một nửa chu kỳ phối hợp thành. Điốt trong một pha sẽ dẫn khi điện áp pha đó lớn hơn điện áp hai pha kia. Trên hình 6.9b ta nhận thấy khi, $\pi/6 < \omega t < \frac{5\pi}{6}$, điện áp pha A lớn hơn điện áp hai pha kia do đó điốt D_1 dẫn. Trị số trung bình của điện áp :

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_m \sin \omega t d\omega t = U_m \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,827 U_m \quad (6.38)$$

Tương tự ta tính trị hiệu dụng của điện áp ra trên tải :

$$\begin{aligned} U_t &= \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (U_m \sin \omega t)^2 d\omega t} \\ &= U_m \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,84 U_m \end{aligned} \quad (6.39)$$

Dòng điện hiệu dụng trong từng cuộn thứ cấp máy biến áp là :

$$I = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,485 I_m \quad (6.40)$$

ở đây $I_m = U_m/R$.

Khi $\frac{5}{12}\pi < \omega t < \frac{9}{12}\pi$, điốt D_2 dẫn, còn khi $\frac{9}{12}\pi < \omega t < \frac{13}{12}\pi$ điốt D_3 dẫn.

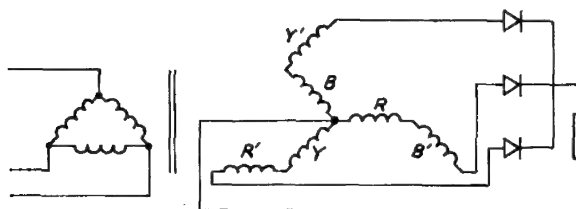
Dựa trên các biểu thức này ta tìm được các thông số đặc trưng cho sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia và cho trong bảng 6.3. Cần lưu ý trong sơ đồ ở hình 6.9a dòng một chiều chạy trong thứ cấp máy biến áp có thể gây bão hòa lõi thép. Ngoài ra dòng điện sơ cấp sẽ khác không do đó không nên sử dụng sơ đồ sơ cấp máy biến áp nối sao.

Bảng 6.3. Các thông số bộ chỉnh lưu ba pha hình tia tải thuần trở

Các thông số đặc trưng	Sơ đồ ba pha hình tia	Sơ đồ ba pha hình tia kép có MBA giữa các pha	Sơ đồ cầu ba pha
Điện áp ngược đỉnh lặp lại U_{RRM}	$2,092U_d$	$1,06U_d$	$1,05U_d$
Trị hiệu dụng điện áp vào MBA U_i	$0,855U_d$	$0,855U_d$	$0,428U_d$
Dòng trung bình diốt I_d	$0,333I_d$	$0,167I_d$	$0,333I_d$
Dòng điện thuận đỉnh lặp lại I_{FRM}	$3,63I_F$	$3,15I_F$	$3,14I_F$
Dòng hiệu dụng diốt I_{FRMS}	$0,587I_d$	$0,293I_d$	$0,579I_d$
Hệ số hình dáng dòng điện diốt I_{FRMS}/I_d	1,76	1,76	1,74
Hiệu suất chỉnh lưu η	0,968	0,998	0,998
Hệ số hình dáng k_d	1,0165	1,009	1,009
Hệ số sóng k_s	0,182	0,042	0,042
Công suất định mức sơ cấp MBA (VA)	$1,23P_d$	$1,06P_d$	$1,05P_d$
Công suất định mức thứ cấp MBA (VA)	$1,51P_d$	$1,49P_d$	$1,05P_d$
Tần số sóng đầu ra	$3f_1$	$6f_1$	$6f_1$

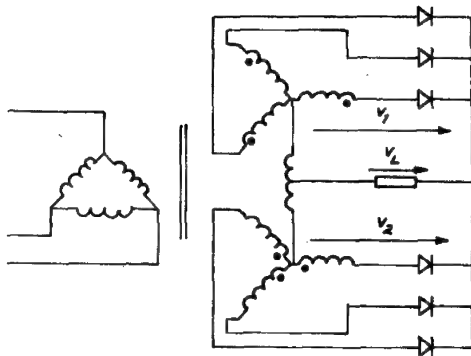
6.4.2. CHỈNH LƯU BA PHA HÌNH TIA NỐI ZICZẮC

Trong sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia ở hình 6.9a, ta nhận thấy có dòng một chiều trong thứ cấp máy biến áp và có thể gây bão hòa lõi thép máy biến áp. Để khắc phục ta có thể dùng sơ đồ trong đó mỗi dây quấn pha thứ cấp được chia thành hai phần bằng nhau và bố trí lệch nhau $\pi/3$, sao cho sức từ động một chiều của hai dây quấn thứ cấp trên bất kỳ trụ nào cũng bằng nhau và trái dấu như ở hình 6.10, loại trừ



Hình 6.10. Chỉnh lưu ba pha hình tia thứ cấp nối ziczắc

được hiện tượng bão hòa từ và giảm thiểu hệ số sử dụng máy biến áp xuống 1,05 VA/W. Ngoài trừ công suất định mức của máy biến áp, các thông số khác hoàn toàn tương tự thông số của chỉnh lưu ba pha hình tia. Sơ đồ này không có trung tính nên tổng dòng điện các pha luôn bằng không ở mọi thời điểm.



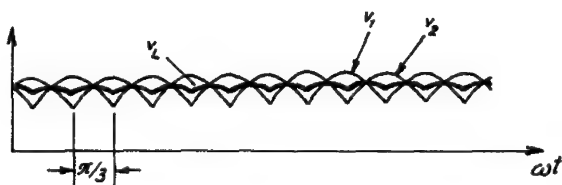
Hình 6.11. Chỉnh lưu ba pha hình tia kép có máy biến áp giữa các pha

6.5. CHỈNH LƯU BA PHA HÌNH TIA KÉP CÓ MÁY BIẾN ÁP GIỮA CÁC PHA

Sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia kép có máy biến áp giữa các pha cho trên hình 6.11. Sơ đồ này thực chất gồm hai bộ chỉnh lưu ba pha hình tia với điểm trung tính được nối bằng máy biến áp hoặc điện kháng. Cực tính của hai khối dây quấn ngược nhau để điện áp ra chỉnh lưu của một khối là cực tiểu, trong khi điện áp ra của khối kia là cực đại.

Máy biến áp nối giữa hai khối tạo nên điện áp tải v_L là trung bình của điện áp chỉnh lưu v_1 và v_2 của mỗi khối (hình 6.12).

Tần số đập mạch của điện áp ra bằng $6f_1$ do đó kích thước bộ lọc sẽ nhỏ hơn. Trong mạch cân bằng dòng điện ra của hai khối ba pha ngược pha, do đó trong máy biến áp nối giữa hai khối sẽ không

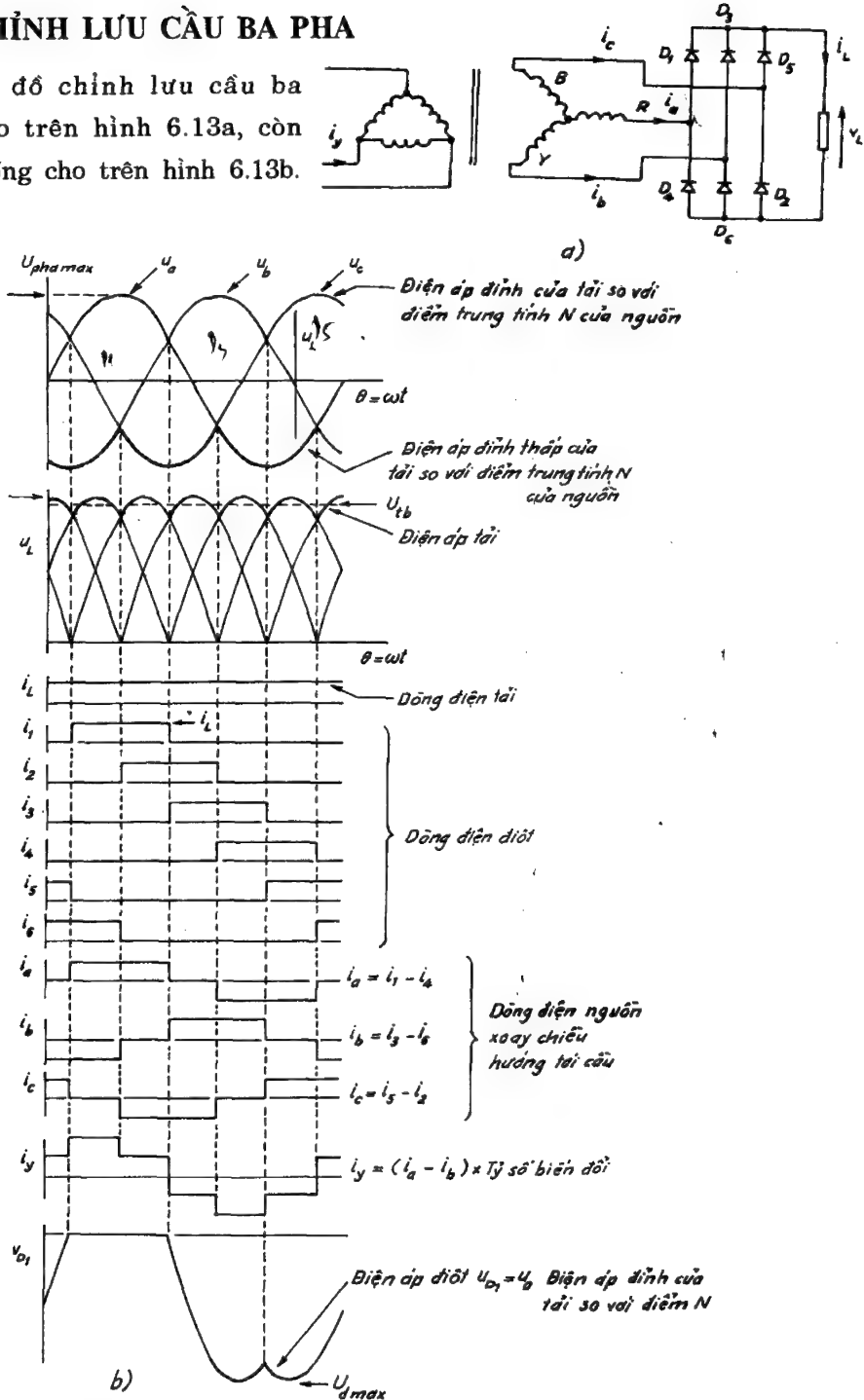


Hình 6.12. Dạng điện áp của bộ chỉnh lưu ba pha hình tia kép

có thành phần dòng từ hóa một chiều. Tương tự dòng từ hóa một chiều trong các dây quấn thứ cấp của hai khối ba pha sẽ triệt tiêu lẫn nhau. Với các dây quấn thứ cấp đối xứng, ba dòng điện sơ cấp cộng lại bằng không tại từng thời điểm, vì thế dây quấn sơ cấp nối sao không nối trung tính.

6.6. CHỈNH LƯU CẦU BA PHA

Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha cho trên hình 6.13a, còn dạng sóng cho trên hình 6.13b.



Hình 6.13. Chỉnh lưu cầu ba pha
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

Các diôt được đánh số theo thứ tự dẫn và góc dẫn của mỗi diôt là $2\pi/3$. Thứ tự dẫn của các diôt lần lượt là : $D_1D_2, D_2D_3, D_4D_5, D_5D_6$ và D_6D_1 . Hình dáng điện áp và dòng điện các pha được cho trên hình 6.13b.

Trị trung bình của điện áp chỉnh lưu :

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3} U_m \sin \omega t d\omega = U_m \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 1,654 U_m \quad (6.41)$$

Điện áp hiệu dụng của điện áp chỉnh lưu :

$$\begin{aligned} U_t &= \sqrt{\frac{9}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (U_m \sin \omega t)^2 d\omega} = \\ &= U_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1,655 U_m \end{aligned} \quad (6.42)$$

Dòng điện hiệu dụng trong mỗi dây quấn thứ cấp 1 máy biến áp bằng :

$$I = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\pi/6 + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,78 I_m \quad (6.43)$$

Trị hiệu dụng của dòng điện qua diôt là :

$$I_D = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi/6 + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,552 I_m \quad (6.44)$$

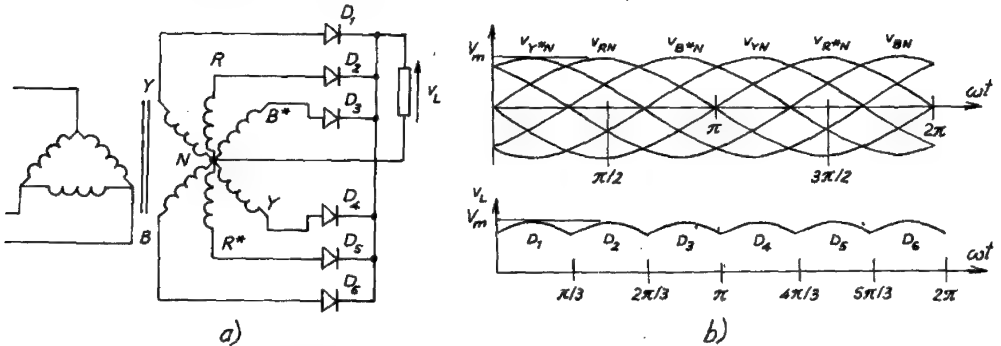
trong đó $I_m = 1,73 U_m / R$.

Các phương trình này cho phép đánh giá và lựa chọn thông số thiết kế của chỉnh lưu cầu ba pha và được cho trong bảng 6.3. Ta nhận thấy điện áp ra một chu kỳ hơi thấp hơn đỉnh điện áp dây hay bằng 2,34 lần trị hiệu dụng của điện áp pha. Điện áp ngược đỉnh lặp lại U_{RRM} của các diôt bằng 1,05 lần U_d , còn I_{FRM} bằng 0,579 lần I_d . Do đó chỉnh lưu cầu ba pha rất hiệu quả và được sử dụng rộng rãi trong các bộ chỉnh lưu yêu cầu cả điện áp cao và dòng điện lớn. Trong nhiều ứng dụng không cần thêm bộ lọc vì hệ số sóng điện áp chỉ có 4,2%. Ngay cả khi có bộ lọc thì kích thước bộ lọc cũng nhỏ vì tần số sóng đầu ra bằng $6f_1$. Ngoài ra hệ số sử dụng máy biến áp của sơ đồ cầu ba pha đạt cao nhất.

6.7. CHỈNH LƯU ĐIÓT NHIỀU PHA

6.7.1. CHỈNH LƯU HÌNH TIA SÁU PHA

Sơ đồ chỉnh lưu hình tia sáu pha cho trên hình 6.14a, còn dạng sóng điện áp một chiều cho trên hình 6.14b.



Hình 6.14. Chỉnh lưu hình tia sáu pha

a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng điện áp

Ta nhận được điện áp thứ cấp sáu pha bằng cách nối chung các đầu thứ cấp của dây quấn ba pha hình tia. Điốt trong một pha sẽ dẫn khi điện áp trên pha này cao hơn điện áp các pha kia. Dạng sóng điện áp của từng pha và của tải cho thấy khác với chỉnh lưu ba pha hình tia ở mục trên. Ở chỉnh lưu hình tia sáu pha mỗi điốt chỉ dẫn trong khoảng $\pi/3$. Dòng điện chỉ dẫn trong một phần tử chỉnh lưu ở thời điểm, nhưng dòng điện trung bình thấp và hệ số sử dụng máy biến áp cũng kém. Tuy nhiên dòng một chiều trong thứ cấp không có do đó lõi thép không bị bão hòa. Chỉnh lưu hình tia sáu pha có hệ số sóng thấp, có catôt và anốt nối chung.

Trị trung bình của điện áp chỉnh lưu :

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} U_m \sin \omega t d\omega t = U_m \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \frac{1}{2} = 0,955 U_m \quad (6.45)$$

Trị hiệu dụng của điện áp ra trên tải :

$$U_t = \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (U_m \sin \omega t)^2 d\omega t}$$

$$= U_m \sqrt{\frac{6}{2\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,956U_m \quad (6.46)$$

Dòng điện hiệu dụng trong mỗi dây quấn thứ cấp máy biến áp bằng :

$$I = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,39I_m \quad (6.47)$$

trong đó $I_m = U_m/R$.

Các thông số này được cho trong bảng 6.4.

6.7.2. CHỈNH LƯU CẦU SÁU PHA NỐI TIẾP

Các dây quấn thứ cấp nối hình sao và tam giác tạo nên góc lệch pha $\pi/6$ giữa các điện áp ra của chúng. Khi cầu chỉnh lưu ba pha nối sao và tam giác mắc nối tiếp như ở hình 6.15, điện áp chỉnh lưu sẽ có tần số đập mạnh gấp đôi và bằng $12f_1$, do đó hệ số đập mạch điện áp chỉ còn 1%. Gọi U_m^* là điện áp đỉnh của thứ cấp hình tam giác, điện áp đỉnh giữa các pha thứ cấp nối hình tia cũng là U_m^* . Điện áp đỉnh trên tải ký hiệu là U_m sẽ bằng $2U_m^* \cos(\pi/12) = 1,932U_m^*$.

Điện áp chỉnh lưu trung bình :

$$\begin{aligned} U &= \frac{12}{\pi} \sqrt{\int_{5\pi/12}^{7\pi/12} U_m \sin \omega t \, d\omega t} = \\ &= U_m \sqrt{\frac{12}{\pi} \frac{\sqrt{3}-1}{2\sqrt{2}}} = 0,98862U_m \end{aligned} \quad (6.48)$$

Điện áp ra hiệu dụng bằng :

$$\begin{aligned} U_t &= \sqrt{\frac{12}{\pi} \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} (U_m \sin \omega t)^2 \, d\omega t} = \\ &= U_m \sqrt{\frac{12}{2\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4} \right)} = 0,98867U_m \end{aligned} \quad (6.49)$$

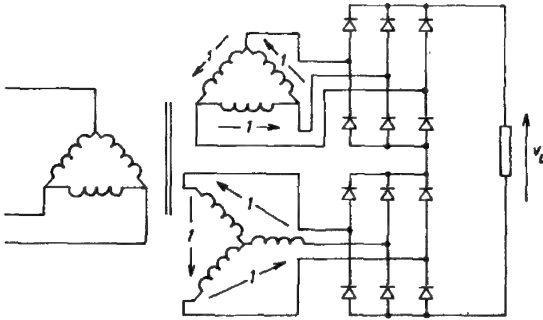
Dòng điện hiệu dụng trong mỗi dây quấn thứ cấp :

$$I = I_m \sqrt{\frac{4}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4} \right)} = 0,807I_m \quad (6.50)$$

Dòng điện hiệu dụng qua diôt bằng :

$$I = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4} \right)} = 0,57 I_m \quad (6.51)$$

Các kết quả tính toán cho trong bảng 6.4.

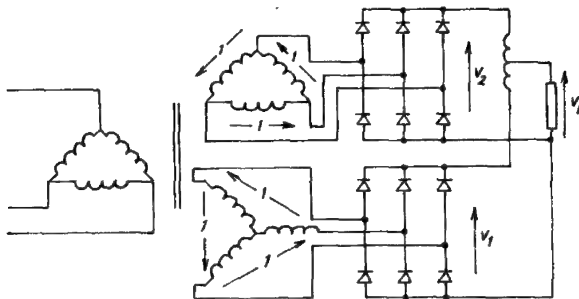


Hình 6.15. Chỉnh lưu cầu sáu pha nối tiếp

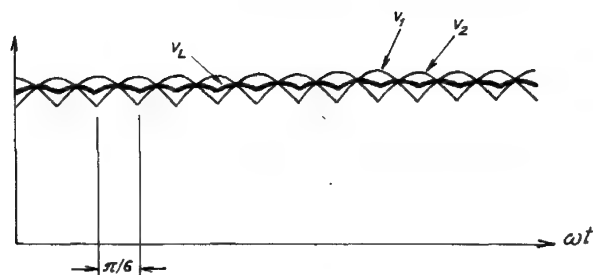
6.7.3. CHỈNH LƯU CẦU SÁU PHA SONG SONG

Sơ đồ chỉnh lưu cầu sáu pha song song được cho trên hình 6.16 và được ứng dụng trong các bộ chỉnh lưu cao áp. Tuy nhiên sơ đồ này cũng được sử dụng cho các bộ chỉnh lưu dòng điện lớn với máy biến áp giữa các pha (hoặc điện kháng san bằng). Điện kháng san bằng tạo nên điện áp trên tải U_L bằng giá trị trung bình của các điện áp chỉnh lưu u_1 và u_2 như ở hình 6.17.

Tần số điện áp chỉnh lưu đập mạch bằng 12f nên không cần sử dụng bộ lọc đầu ra. Khi giả thiết mạch cân bằng, dòng điện chỉnh lưu của hai khối ba pha ngược chiều nên dòng điện từ hóa một chiều bằng không.



Hình 6.16. Chỉnh lưu cầu sáu pha song song



Hình 6.17. Dạng sóng điện áp chỉnh lưu cầu sáu pha có điện kháng cân bằng

Bảng 6.4. Các thông số của bộ chỉnh lưu sáu pha tải thuần trở

Các thông số đặc trưng	Chỉnh lưu sáu pha hình tia	Chỉnh lưu cầu sáu pha nối tiếp	Chỉnh lưu cầu sáu pha song song
Điện áp ngược đỉnh lặp lại U_{RRM}	$2,09U_d$	$0,524U_d$	$1,05U_d$
Điện áp vào hiệu dụng một pha MBA U_s	$0,74U_d$	$0,37U_d$	$0,715U_d$
Dòng điện trung bình diốt I_F	$0,167I_d$	$0,333I_d$	$0,167I_d$
Dòng điện thuận đỉnh lặp lại I_{FRM}	$6,28I_F$	$3,033I_F$	$3,14I_F$
Dòng điện hiệu dụng diốt I_{FRMS}	$2,45$	$1,73$	$2,45$
Hiệu suất chỉnh lưu η	$0,998$	$1,00$	$1,00$
Hệ số hình dáng k_d	$1,0009$	$1,00005$	$1,00005$
Hệ số sóng k_s	$0,042$	$0,01$	$0,01$
Công suất định mức sơ cấp MBA (VA)	$1,28P_d$	$1,01P_d$	$1,01P_d$
Công suất định mức thứ cấp MBA (VA)	$1,81P_d$	$1,05P_d$	$1,05P_d$
Tần số sóng ra	$6f_1$	$12f_1$	$12f_1$

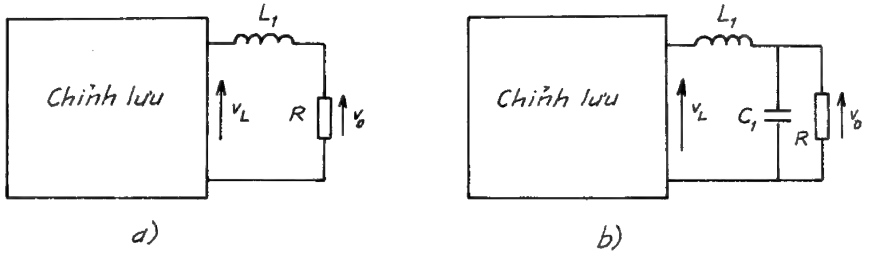
6.8. BỘ LỌC

Bộ lọc là phần tử trung gian giữa nguồn chỉnh lưu và phụ tải điện một chiều nhằm san phẳng điện áp và dòng điện chỉnh lưu. Đặc tính cơ bản của bộ lọc là cho phép dòng điện có tần số nào đó thông qua và ngăn trở các dòng điện tần số khác. Trong lĩnh vực điện tử công suất thường sử dụng hai loại bộ lọc :

- Bộ lọc điện cảm còn gọi là cuộn kháng san bằng (hình 6.18a) thường

sử dụng trong các bộ chỉnh lưu công suất lớn do tác dụng san bằng điện áp chỉnh lưu giảm hệ số hình dáng của dòng điện chỉnh lưu.

- Bộ lọc tụ điện (hình 6.18b) san bằng điện áp chỉnh lưu.



Hình 6.18. Bộ lọc

6.8.1. BỘ LỌC ĐIỆN CẢM

Sơ đồ bộ lọc điện cảm đơn giản nhất được cho trên hình 6.18a. Dòng điện chỉnh lưu được duy trì ở giá trị xác lập nếu cảm kháng $\omega L_f \gg R$. Tác dụng lọc sẽ hiệu quả hơn trong các điều kiện dòng điện tải lớn. Hình 6.19 trình bày dạng sóng dòng điện chỉnh lưu khi có lọc điện cảm. Hệ số sóng khi có tác dụng lọc được cho bằng biểu thức :

$$\frac{u_o}{u_t} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (2\pi f L_f)^2}} \quad (6.52)$$

Hệ số khi có lọc LC được cho bằng biểu thức :

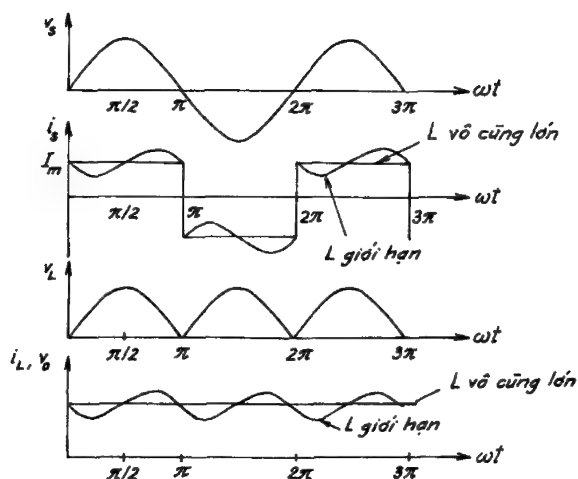
$$\frac{u_o}{u_t} = \frac{1}{1 - (2\pi f)^2 L_f C_f} \quad (6.53)$$

trong đó f là tần số sóng, $R \gg \frac{1}{2} \pi f C$.

Khi điện cảm L_f lớn, dòng điện qua điện cảm và điện áp ra u_o là không đổi và có dạng hình chữ nhật. Khi L_f nhỏ, dòng điện qua điện cảm có hình dáng nhấp nhô. Nếu điện cảm quá nhỏ, dòng điện giảm đột ngột bằng không và trở nên không liên tục.

Giá trị điện cảm tối thiểu để duy trì dòng điện một chiều gọi là điện cảm tối hạn L_c . Đối với chỉnh lưu hai nửa chu kỳ :

$$L_c = \frac{R}{6\pi f} \quad (6.54)$$



Hình 6.19. Dạng sóng dòng điện và điện áp của bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có lọc điện cảm

Đối với chỉnh lưu nhiều pha điện cảm tới hạn được xác định bằng :

$$L_c = \frac{R}{3\pi m(m^2 - 1) f} \quad (6.55)$$

ở đây m là tỷ số tần số sóng thấp nhất trên tần số điện áp vào. Ví dụ đối với cầu chỉnh lưu ba pha $m = 6$.

Trong thực tế việc tính chọn L_f phụ thuộc vào hệ số sóng của điện áp chỉnh lưu. Bằng cách phân tích Fourier điện áp chỉnh lưu hai nửa chu kỳ thứ cấp máy biến áp có điểm giữa ta tìm được :

$$u_L = \frac{-4U_m}{\pi(n^2 - 1)} \quad , \quad n = 2, 4, 8... \quad (6.56)$$

Thành phần một chiều của điện áp chỉnh lưu cho bằng công thức (6.45), do đó hệ số sóng :

$$k_s = \sqrt{2 \sum_{n=2,4,8} \left(\frac{1}{n^2 - 1} \right)} \quad (6.57)$$

Ví dụ với $n = 2$ ta tìm được hệ số sóng của bộ lọc điện cảm :

$$k_s = \frac{0,4714}{\sqrt{1 + (4\pi f L_f / R)^2}} \quad (6.58)$$

Độ méo điều hòa được xác định bằng công thức :

$$\text{THD (Total Harmonic Distortion)} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (6.59)$$

trong đó I là trị hiệu dụng dòng điện vào ;

I_1 là trị hiệu dụng thành phần cơ bản của dòng điện.

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2,3,4} \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \quad (6.60)$$

ở đây I_n là dòng hiệu dụng của thành phần thứ n .

Dòng điện sau khi lọc có :

$$i = \frac{4I_m}{\pi} \sum_{n=2,3,5} \frac{1}{n} \sin 2\pi n f t \quad (6.61)$$

Gọi I_{rn} là dòng hiệu dụng điều hòa bậc n của dòng điện chỉnh lưu, suy ra trị hiệu dụng điều hòa bậc n của nguồn là :

$$I_n = \left| \frac{1}{1 - (2n\pi f)^2 L_f C_f} \right| I_m \quad (6.62)$$

Vì $I_m/I_{r1} = 1/n$, suy ra hệ số méo của bộ chỉnh lưu có lọc bằng :

$$\text{THD}_{\text{loc}} = \sqrt{\sum_{n=3,5} \frac{1}{n^2} \left| \frac{1}{1 - (2n\pi f) L_f C_f} \right|^2} \quad (6.63)$$

Các thông số bộ lọc của bộ chỉnh lưu một pha và ba pha được cho trong bảng 6.5. Lưu ý cần nối một diôt thoát trong mạch chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ để duy trì dòng điện ở nửa chu kỳ âm của điện áp nguồn.

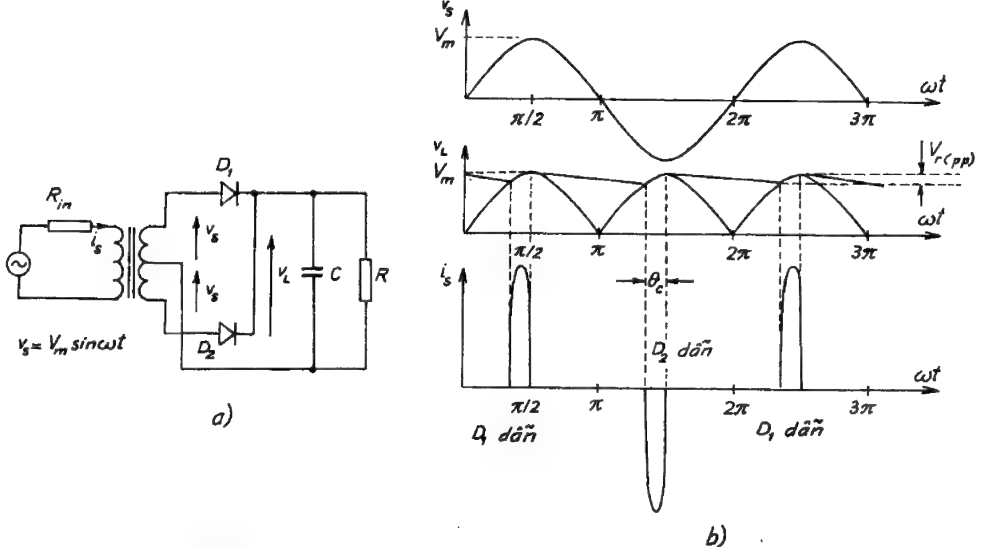
6.8.2. BỘ LỌC TỤ ĐIỆN

Khi có bộ lọc tụ điện điện áp sau chỉnh lưu hai nửa chu kỳ (hình 6.20a) có hình dáng biểu diễn trên hình 6.20b.

Điện áp trên tụ biến thiên giữa giá trị cực đại U_m và cực tiểu $U_m - U_r$. Khi điện áp biến thiên nhỏ có thể tính gần đúng :

$$U_r = \frac{U_m}{f_r R C} \quad (6.64)$$

f_r là tần số nhấp nhô của điện áp chỉnh lưu.



Hình 6.20. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ lọc tụ điện
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

Trị trung bình của điện áp chỉnh lưu :

$$U_d = U_m \left(1 - \frac{1}{2f_r R C} \right) \quad (6.65)$$

Điện áp hiệu dụng nhấp nhô :

$$U_{ac} = \frac{U_m}{2\sqrt{2} f_r R C} \quad (6.66)$$

Ta tìm được hệ số sóng :

$$k_s = \frac{1}{\sqrt{2}(2f_r R C - 1)} \quad (6.67)$$

Trong sơ đồ ở hình 6.20a, điện trở R_{in} để hạn chế dòng điện nhảy vọt qua các diốt khi bộ chỉnh lưu được nối với nguồn. Dòng điện nhảy vọt có thể đạt giá trị lớn vì ban đầu tụ chưa nạp và đóng tụ điện tại thời điểm điện áp cực đại.

Bảng 6.5. Thông số bộ chỉnh lưu có lọc điện cảm

Thông số	Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ MBA thứ cấp điểm giữa	Chỉnh lưu cầu một pha	Chỉnh lưu ba pha hình tia	Chỉnh lưu cầu ba pha	Chỉnh lưu ba pha hình tia kép có MBA san bằng
Điện áp ngược đỉnh lặp lại U_{RRM}	$3,14 U_d$	$1,57 U_d$	$2,09 U_d$	$1,05 U_d$	$2,42 U_d$
Điện áp hiệu dụng một pha MBA U_s	$1,11 U_d$	$1,11 U_d$	$0,885 U_d$	$0,428 U_d$	$0,885 U_d$
Dòng điện trung bình diốt I_d	$0,5 I_d$	$0,5 I_d$	$0,333 I_d$	$0,333 I_d$	$0,167 I_d$
Dòng điện thuận đỉnh lặp lại I_{FRM}	$2,00 I_d$	$2,00 I_d$	$3,00 I_d$	$3,00 I_d$	$3,00 I_d$
Dòng điện hiệu dụng diốt I_{FRMS}	$0,707 I_d$	$0,577 I_d$	$0,577 I_d$	$0,577 I_d$	$0,289 I_d$
Hệ số hình dáng dòng điện diốt	1,414	1,414	1,73	1,73	1,73
Công suất định mức sơ cấp MBA (VA)	$1,11 P_d$	$1,21 P_d$	$1,21 P_d$	$1,05 P_d$	$1,05 P_d$
Công suất định mức thứ cấp MBA (VA)	$1,57 P_d$	$1,11 P_d$	$1,48 P_d$	$1,05 P_d$	$1,48 P_d$
Tần số sóng ra	2f	2f	3f	6f	6f
Thành phần sóng U_r ở :					
a) sóng cơ bản	$0,667 U_d$	$0,667 U_d$	$0,250 U_d$	$0,057 U_d$	$0,057 U_d$
b) điều hòa bậc hai	$0,133 U_d$	$0,133 U_d$	$0,057 U_d$	$0,014 U_d$	$0,014 U_d$
c) điều hòa bậc ba	$0,057 U_d$	$0,057 U_d$	$0,025 U_d$	$0,006 U_d$	$0,006 U_d$

6.9. BỘ CHỈNH LƯU TẦN SỐ CAO

Trong bộ biến đổi tần số cao, bộ chỉnh lưu diốt phải có tốc độ chuyển mạch nhanh, nghĩa là cần có thời gian phục hồi dòng điện ngược nhanh và thời gian phục hồi thuận ngắn. Có thể hiểu thời gian phục hồi dòng điện ngược là thời gian để diốt trở về trạng thái bị khóa. Trong số các diốt thông dụng, diốt Schottky có thời gian phục hồi thuận và ngược ngắn nhất, do đó thích hợp cho các ứng dụng ở tần số cao. Ở tần số cao, tốc độ biến thiên dòng điện di/dt và điện áp du/dt đóng vai trò quan trọng và cần có mạch bảo vệ linh kiện không bị hư hỏng.

Điốt Schottky có điện áp ngược cực đại thấp (dưới 200 V) và dòng điện rò lớn, vì thế điốt Schottky không được sử dụng trong các bộ biến đổi cực nhanh.

Ví dụ 6.1

Bộ chỉnh lưu điốt (hình 6.2a) nối với nguồn có $U = 240 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$, bỏ qua điện áp rơi trên điốt. Xác định dạng sóng điện áp U_d , dòng điện I_d khi tải thuần trở $R = 10 \text{ } \Omega$ và khi tải R-L với $L = 0,1 \text{ H}$, $R = 10 \text{ } \Omega$.

Giải :

$$I_m = \frac{U_m}{R} = \frac{\sqrt{2} U}{R} = \frac{240 \sqrt{2}}{10} = 33,94 \text{ A}$$

$$U_d = \frac{U_m}{\pi} = \frac{339,4}{\pi} = 108 \text{ V}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{108}{10} = 10,8 \text{ A}$$

Khi tải R-L nối tiếp, ta có phương trình vi phân :

$$L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i = U_m \sin \omega t, \text{ với } i = 0 \text{ tại } t = 0.$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$= 32,97 \text{ } \Omega$$

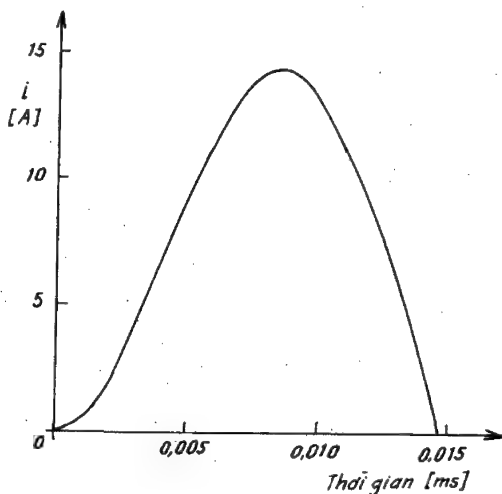
$$I_m = \frac{U_m}{Z} =$$

$$= \frac{339,4}{32,97} = 10,29 \text{ A}$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} =$$

$$= \arctg \frac{31,4}{10} =$$

$$= 72^\circ 3 = 1,265 \text{ rad.}$$



Hình 6.21

$$\text{Vậy } i = 10,29 \sin(\omega t - 1,262) + A e^{-\frac{\omega L}{R} t}$$

$$\text{Tại } t = 0 \text{ suy ra } i = 10,29 \sin 72^\circ 3' = -9,81 = A.$$

$$\text{Kết quả cuối cùng } i = 10,29 \sin(\omega t - 1,262) + 9,81 e^{-100t}.$$

Dạng sóng dòng điện như ở hình 6.21. Dòng điện này bị ngắt khi có xu hướng đổi chiều khi $i = 0$, suy ra $t = 0,01472 \text{ s}$ ứng với góc 265° . Từ đó tính :

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{265} 339,4 \sin \omega t . d\omega t = 58,8 \text{ V}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{58,8}{10} = 5,88 \text{ A.}$$

Ví dụ 6.2

Sơ đồ chỉnh lưu sáu pha điốt (hình 6.12a) cung cấp cho tải có $U_d = 40 \text{ V}$, $I_d = 50 \text{ A}$. Giả thiết I_d không đổi, điện áp rơi trên mỗi điốt $0,7 \text{ V}$, sơ cấp máy biến áp nối tam giác, điện áp nguồn 415 V . Tìm các lượng đặc trưng của sơ đồ.

Giải :

$$U_d = \frac{3}{\pi} U_m - \Delta U \text{ suy ra điện áp hiệu dụng thứ cấp } U = 30,14 \text{ V.}$$

Điện áp ngược cực đại :

$$U_{ng\max} = 2U_m = 2 \cdot 30,14 \cdot \sqrt{2} = 86 \text{ V}$$

Dòng điện hiệu dụng :

$$I = \frac{I_d}{\sqrt{6}} = \frac{50}{\sqrt{6}} = 20,4 \text{ A}$$

Tỷ số biến đổi điện áp :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{415}{30,14} = 13,77$$

$$\text{Biên độ dòng sơ cấp : } I_{1m} = 50 \cdot \frac{30,14}{415} = 3,63 \text{ A}$$

Dòng hiệu dụng sơ cấp :

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{3,63}{\sqrt{2}} = 2,1 \text{ A}$$

Công suất biểu kiến thứ cấp :

$$S_2 = 6.U_2.I_2 = 6.30,14.20,4 = 3690 \text{ VA}$$

Công suất biểu kiến sơ cấp :

$$S_1 = 3.U_1.I_1 = 3.415.2,1 = 2610 \text{ VA}$$

Ví dụ 6.3

Như ví dụ 6.2, hãy xác định đặc tính của các diôt, máy biến áp và cuộn kháng san bằng trong sơ đồ hình sao kép (hình 6.9).

Giải :

Điện áp pha của sơ đồ được xác định theo phương trình :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m$$

suy ra :
$$U = \frac{(U_d + \Delta U) 2\pi}{3.3.\sqrt{2}} = 34,8 \text{ V}$$

Mỗi diôt chịu dòng điện $I_d/2 = 50/2 = 25 \text{ A}$ trong khoảng một phần ba chu kỳ.

$$\text{Điện áp ngược max} = 2U_m = 2.34,8.\sqrt{2} = 99 \text{ V}$$

Dòng điện hiệu dụng thứ cấp :

$$I_2 = \frac{25}{\sqrt{2}} = 14,4 \text{ A}$$

Tỷ số biến đổi máy biến áp :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{415}{34,8} = 11,92$$

Biên độ dòng điện sơ cấp :

$$I_{1m} = \frac{25.34,8}{415} = 2,1 \text{ A}$$

Dòng hiệu dụng sơ cấp :

$$I_1 = \sqrt{\frac{2,1^2 + 2,1^2}{3}} = 1,71 \text{ A}$$

Công suất biểu kiến sơ cấp :

$$S_1 = 3.U_1.I_1 = 3.415.1,71 = 2130 \text{ VA}$$

Công suất biểu kiến thứ cấp :

$$S_2 = 6.U_2.I_2 = 6.34,8.14,4 = 3010 \text{ VA}$$

Điện áp trong các dây quấn là hàm của biến thiên từ thông $u = d\varphi/dt$, do đó :

$$\varphi = \int u dt.$$

Trong khoảng 30° đầu tiên, u_R là hiệu của hai hàm sin lệch pha 60° , do đó :

$$u_R = 34,8\sqrt{2}\sin\omega t.$$

Diện tích dưới đường cong u_R trong một phần tư chu kỳ đầu là :

$$\int_0^{\pi/6} 34,8\sqrt{2}\sin\omega t d\omega t = 6,593$$

Diện tích dưới đường cong hình sin có trị hiệu dụng U là :

$$\int_0^{\pi/6} \sqrt{2}U\sin 3\omega t d\omega t = 0,472U$$

Cân bằng : $0,472U = 6,593$, suy ra $U = 13,98 \text{ V}$.

Dòng điện san bằng :

$$\frac{I_d}{2} = \frac{50}{2} = 25 \text{ A}$$

Công suất cuộn kháng san bằng : $S = U.I = 13,98.25 = 350 \text{ VA}$.

Ví dụ 6.4

Ba bộ chỉnh lưu cầu một pha được cấp từ nguồn ba pha trên hình 6.20, đầu ra đập mạch bậc sáu. Vẽ dạng sóng dòng điện dây i_y và xác định các đặc tính của diôt và máy biến áp. Giả thiết tải 60 A, điện áp

300 V, điện áp rơi trên diôt 0,7 V, dòng tải bằng phẳng phẳng. So sánh mạch chỉnh lưu này với cầu chỉnh lưu thông thường.

Giải :

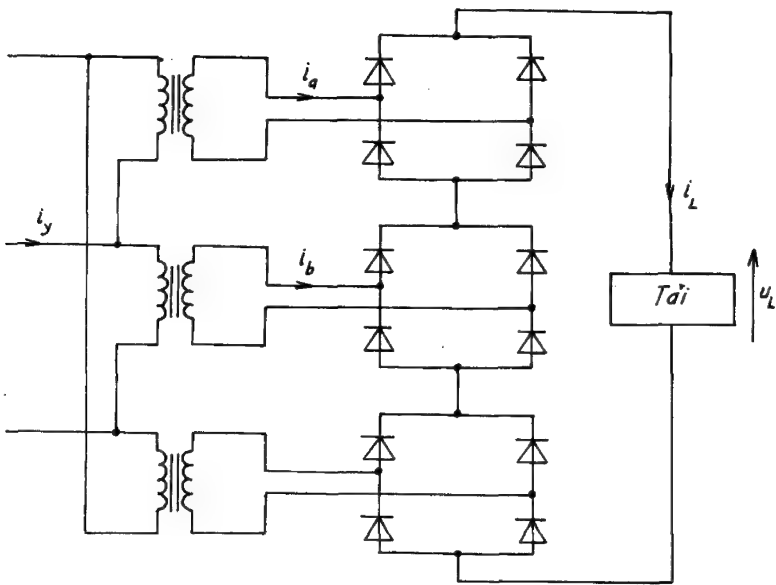
Điện áp ra là tổng của ba điện áp chu kỳ T lệch pha tạo nên điện áp ra có chu kỳ T/6. Điện áp trung bình của mỗi cầu bằng một phần ba điện áp trung bình của tải.

Điện áp hiệu dụng phía nguồn mỗi cầu là U, ta có :

$$U_d = \frac{300}{3} = \frac{2}{\pi} U \sqrt{2} - 2 \times 0,7, \text{ suy ra } U = 112,6 \text{ V.}$$

Mỗi diôt dẫn dòng trong một nửa chu kỳ. Điện áp ngược cực đại mỗi diôt :

$$U_{ngmax} = \sqrt{2} U = \sqrt{2} . 112,6 = 159 \text{ V}$$



Hình 6.22. Chỉnh lưu cầu ba pha cao áp

$$I = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{60}{\sqrt{2}} = 42,4 \text{ A.}$$

Công suất biểu kiến của máy biến áp :

$$S = 3.U.I = 3.112,6.60 = 20,3 \text{ kVA}$$

Ta có thể so sánh sơ đồ này với sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha.

Trong trường hợp này điện áp ngược cực đại chia cho 2, dòng điện mỗi điôt nhân với 1,22. Kích thước toàn bộ của máy biến áp lớn hơn. Dạng sóng dòng điện vào tương tự nhưng có chứa điều hòa bậc ba trong sơ cấp. Điện áp rơi lớn hơn vì có 6 điôt mắc nối tiếp.

Sơ đồ này có lợi khi chỉnh lưu cao áp vì mỗi điôt chịu điện áp ngược nhỏ hơn điện áp ngược cực đại ở bộ chỉnh lưu cầu ba pha.

Ví dụ 6.5

Máy biến áp ba pha nối ziczăc (hình 6.8) cấp điện cho bộ chỉnh lưu ba pha tải cảm $I_d = 30 \text{ A}$, $U_d = 200 \text{ V}$, điện áp rơi trên điôt $0,7 \text{ V}$, điện áp nguồn 415 V .

Tính công suất máy biến áp ?

Giải :

Theo phương trình :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m - 0,7, \text{ suy ra } U = 171,6 \text{ V.}$$

Điện áp này là tổng vectơ của hai điện áp dây bằng nhau và lệch pha 60° , suy ra điện áp pha thứ cấp :

$$U_2 = \frac{171,6}{2\cos 30^\circ} = 99,1 \text{ V}$$

Điện áp pha của sơ cấp nối sao :

$$U_1 = U_d/\sqrt{3} = 415/\sqrt{3} = 239,6 \text{ V.}$$

Dòng điện của từng dây quấn thứ cấp bằng 30 A trong một phần ba chu kỳ :

$$I_{1m} = 30/\sqrt{3} = 17,3 \text{ A.}$$

Dòng điện sơ cấp quy đổi về 30 A là :

$$30(99,1/239,6) = 12,4 \text{ A.}$$

Dòng hiệu dụng trong dây quấn sơ cấp :

$$I = \left(\frac{12,4^2 + 12,4^2 + 0^2}{3} \right)^{1/2} = 10,1 \text{ A.}$$

Công suất biểu kiến thứ cấp :

$$S_2 = 6U_{2.12} = 6 \cdot 99,1 \cdot 17,3 = 10,3 \text{ kVA}$$

Công suất biểu kiến sơ cấp :

$$S_1 = 3U_1 \cdot I_1 = 3 \cdot 239,6 \cdot 10,1 = 7,3 \text{ kVA.}$$

Ví dụ 6.6

Sơ đồ chỉnh lưu sáu pha có điện kháng cân bằng (hình 6.9). Máy biến áp nguồn nối Δ/Y có $U_1 = 380 \text{ V}$, $U_2 = 15 \text{ V}$, tải thuần trở $R = 0,01 \Omega$.

Xác định thông số cơ bản của sơ đồ, khi coi các điôt là lý tưởng. Nếu điôt thực tế có $\Delta U = 1,2 \text{ V}$ sẽ ảnh hưởng như thế nào?

Giải :

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 \cdot 15 = 17,54 \text{ V}$$

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R_d} = \frac{17,54}{0,01} = 1754 \text{ A.}$$

Dòng trung bình qua điôt :

$$I = \frac{I_d}{6} = \frac{1754}{6} = 292,3 \text{ A.}$$

Điện áp ngược cực đại :

$$U_{ng\max} = \sqrt{6} U_2 = \sqrt{6} \cdot 15 = 36,7 \text{ V}$$

Trị hiệu dụng thứ cấp máy biến áp :

$$I_2 = 0,29 I_d = 0,29 \cdot 1754 = 508,8 \text{ A}$$

Trị hiệu dụng sơ cấp máy biến áp :

$$I_1 = 0,41 \frac{I_d}{k} = 0,41 \cdot \frac{1754}{15} \cdot 380 = 49 \text{ A.}$$

Công suất biểu kiến máy biến áp :

$$S = 1,26 U_{d0} I_d = 1,26 \cdot 17,54 \cdot 1754 = 38,778 \text{ kVA}$$

Khi điôt có sụt áp :

$$I_d = \frac{U_{d0} - \Delta U}{R_d} = \frac{17,54 - 1,2}{0,01} = 1634 \text{ A}$$

Các thông số liên quan đến tải đều thay đổi, tuy nhiên U_{ngmax} không đổi.

Chương 7

BỘ CHỈNH LƯU CÓ ĐIỀU KHIỂN

Việc phát minh tiristo và tiristo khóa bằng cực điều khiển GTO đã cho phép thực hiện các bộ chỉnh lưu có điều khiển. Ta biết rằng tiristo chỉ khác diot ở chỗ là khi đặt điện áp $U_{AK} > 0$ nó vẫn bị khóa. Tiristo chỉ mở cho dòng chạy qua khi thỏa mãn hai điều kiện :

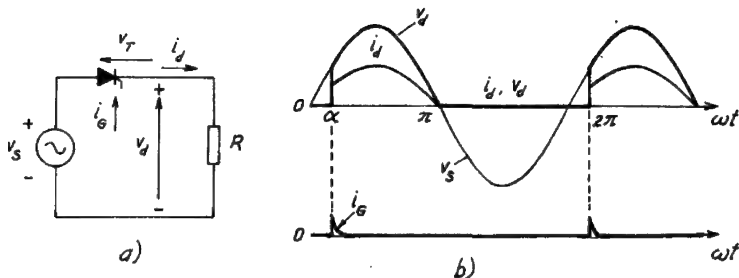
- Điện áp $U_{AK} > 0$;
- Có xung mỗi thích hợp đặt vào cực điều khiển.

Sau khi tiristo đã dẫn, vai trò của cực điều khiển không còn nữa.

Chương này phân tích các đặc tính dòng điện, điện áp, công suất, dạng sóng của các sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển khác nhau, đồng thời cũng đưa ra các yêu cầu đối với xung mỗi và các phương pháp tính chọn bộ chỉnh lưu có điều khiển.

7.1. CHỈNH LƯU MỘT PHA NỬA CHU KỲ CÓ ĐIỀU KHIỂN

Trên hình 7.1a trình bày sơ đồ chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ tải thuận trở. Điện áp nguồn hình sin $u = U_m \sin \omega t$, tiristo T vẫn ở trạng thái khóa. Tại thời điểm $\omega t_1 = \alpha$, đưa xung điều khiển i_G vào cực điều khiển, lúc này $u_{AK} > 0$, xung mỗi có tác dụng mở tiristo, đưa nó sang trạng thái dẫn. Tiristo tiếp tục dẫn trong khoảng $\alpha < \omega t < \pi$, dòng điện i_d có dạng tương tự điện áp u_d . Trong khoảng $\pi < \omega t < 2\pi$, điện áp $u_{AK} < 0$, tiristo bị khóa. Để tiristo tiếp tục dẫn trong chu kỳ tiếp theo cần đặt xung mỗi i_G lên cực điều khiển của nó. Hình 7.1b trình bày dạng sóng dòng điện, điện áp chỉnh lưu khi tải thuận trở. Góc α gọi là góc mở, đôi khi còn gọi là góc trễ.



Hình 7.1. Chính lưu một pha nửa chu kỳ có điều khiển
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng dòng điện, điện áp

Trị trung bình của điện áp trên tải :

$$u_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (7.1)$$

Trong thực tế tải thường có tính chất điện cảm, nghĩa là tải R-L, khi đó năng lượng tích lũy trong từ trường cuộn dây được biểu diễn bằng điện tích A_1 sẽ duy trì dòng điện tải ngay cả khi điện áp $u_{AK} < 0$. Khi tiristo dẫn, ta tìm được điện áp trên điện cảm :

$$u_L = u_s - u_R = L \frac{di_d}{dt} \quad (7.2)$$

$$\text{Điện áp trên điện trở } R \text{ bằng } u_R = R \cdot i_d \quad (7.3)$$

Khi $u_s - u_R > 0$, dòng điện tải tăng, và khi $u_s - u_R < 0$ dòng điện sẽ giảm. Phương trình dòng điện tải :

$$i_d(\omega) = \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} u_L d\omega t \quad (7.4)$$

Trên đồ thị ở hình 7.2a, dòng điện sẽ bằng không khi điện tích $A_1 = A_2$. Tại góc λ , dòng điện bằng không, ta gọi λ là góc tắt dòng.

Ta dễ dàng nhận được biểu thức của dòng điện tải :

$$i_d = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \cdot \exp(-\omega t / \text{tg} \varphi) \right] \quad (7.5)$$

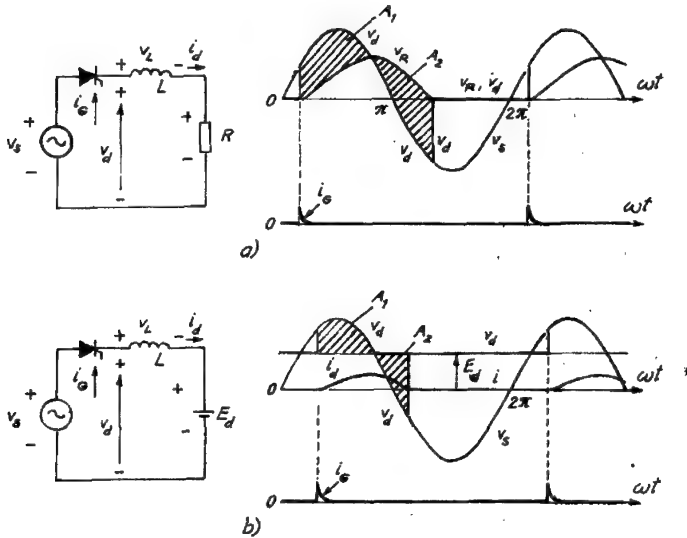
Biểu thức (7.5) tương tự (6.11) khi thay ωt bằng $\omega t + \alpha$ để chứng tỏ dòng điện bị trễ một góc α .

Trị trung bình của điện áp trên tải :

$$U_d = \frac{U_m}{2\pi} [\cos\alpha - \cos(\lambda' + \alpha)] \quad (7.6)$$

ở đây $\lambda' = \lambda - \alpha$.

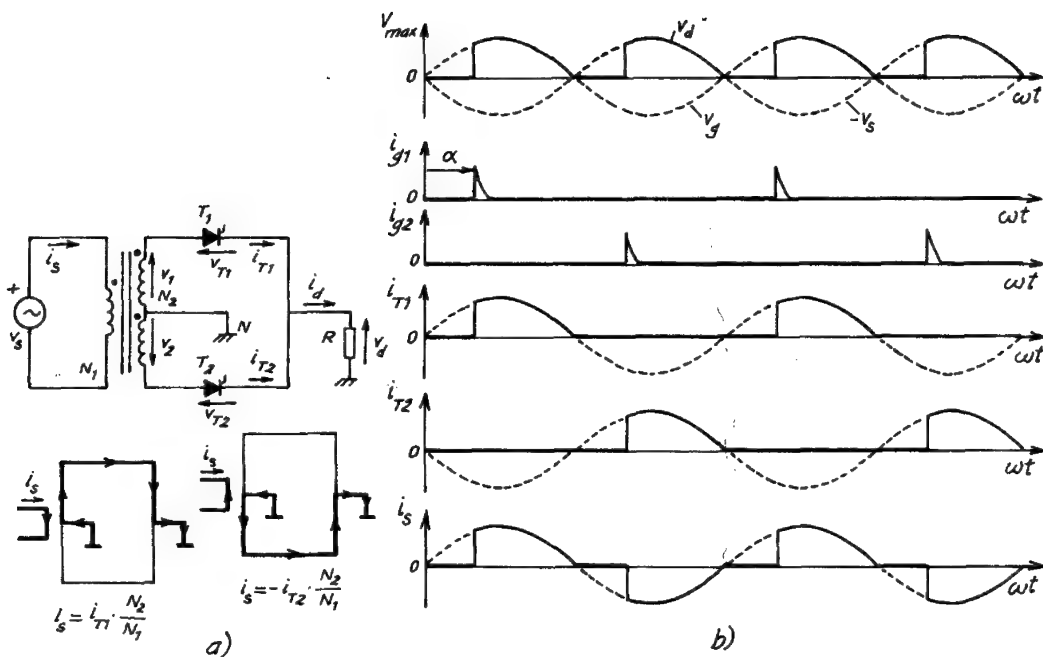
Khi tải có nguồn E, nếu đưa xung mỗi tại thời điểm khi $u_s > E_d$, tiristo vẫn ở trạng thái dẫn cho đến khi điện tích $A_1 = A_2$. Khi tiristo bị khóa, điện áp trên tải $u_d = E_d$ (hình 7.2b).



Hình 7.2. Chính lưu một pha nửa chu kỳ có điều khiển
a) Tải R-L ; b) Tải L-E

7.2. CHỈNH LƯU MỘT PHA HAI NỬA CHU KỲ CÓ ĐIỀU KHIỂN

Sơ đồ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ thứ cấp máy biến áp điểm giữa có điều khiển cho trên hình 7.3a. Quá trình xảy ra trong sơ đồ này tương tự trong sơ đồ chỉnh lưu diôt hai nửa chu kỳ, với điều khác biệt là xung mỗi i_{g1} được đưa vào cực điều khiển của tiristo T_1 với góc trễ α , xung mỗi i_{g2} được đưa vào cực điều khiển của T_2 với góc trễ $\alpha + \pi$. Kết quả nhận được dạng sóng điện áp và dòng điện qu- tải, qua từng tiristo và qua nguồn i_s như ở hình 7.3b.

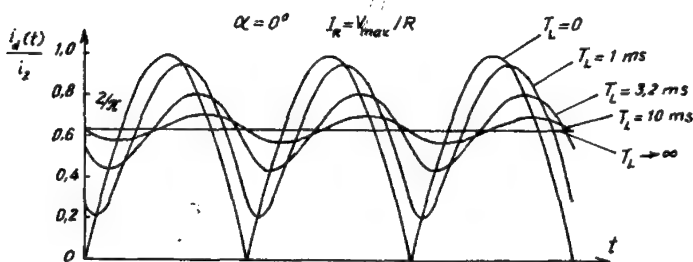


Hình 7.3. Chính lưu một pha hai nửa chu kỳ tái thuận trở
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

Trị trung bình của điện áp chỉnh lưu gấp đôi so với (7.1) :

$$U_{da} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (7.7)$$

Dòng điện qua nguồn bằng $i_{T1}(N_2/N_1)$ khi T_1 dẫn và bằng $-i_{T2}(N_2/N_1)$ khi T_2 dẫn. Ở đây N_2/N_1 là hệ số biến đổi của máy biến áp.

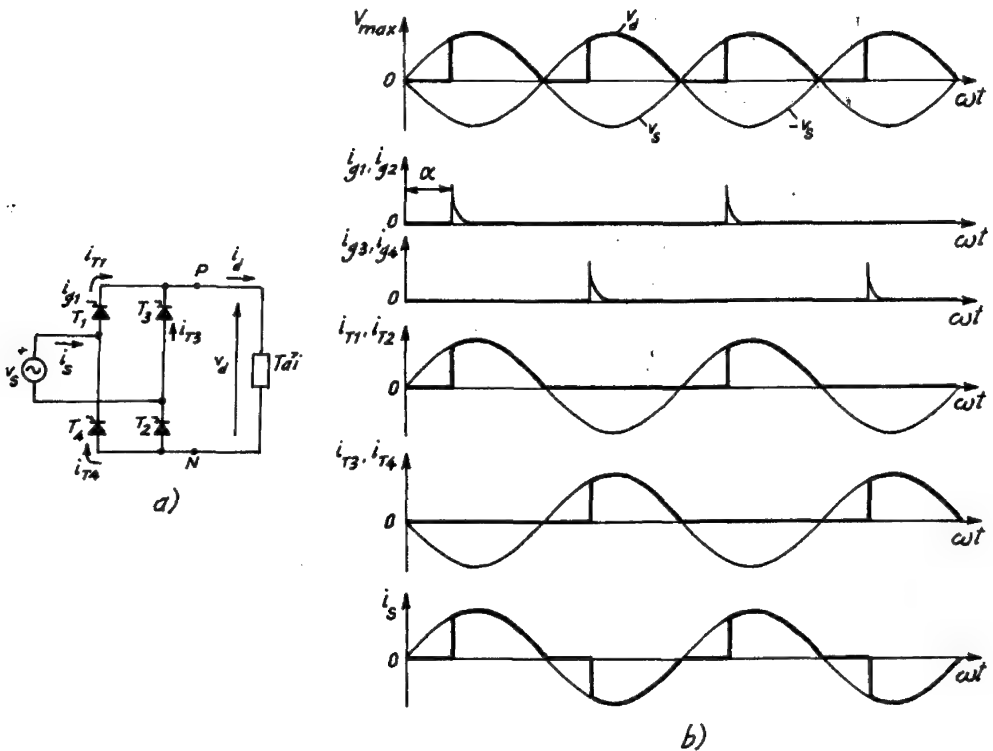


Hình 7.4. Dạng sóng i_d với T khác nhau

Khi tải có tính chất điện cảm, ngoài góc mỗi trễ α còn phải kể tới góc chậm pha do ảnh hưởng của điện cảm L. Để thuận tiện nghiên cứu người ta vẽ đường cong biểu diễn dòng điện tải với hằng số thời gian $T_L = R/L$ chuẩn hóa dòng điện tải $i_d(t)/i_R(t)$ với góc mở $\alpha = 0$. Ta nhận thấy khi L tăng, dòng điện tải càng bằng phẳng, còn khi $L \rightarrow \infty$ dòng điện hoàn toàn bằng phẳng (hình 7.4).

7.3. CHỈNH LƯU CẦU MỘT PHA CÓ ĐIỀU KHIỂN VÀ BÁN ĐIỀU KHIỂN

Hình 7.5 trình bày sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha gồm 4 tiristo . Tiristo T_1 và T_2 phải được mỗi đồng thời với góc mỗi α khi điện áp nguồn có cực tính dương và T_3, T_4 được mỗi đồng thời ở nửa chu kỳ nguồn có cực tính

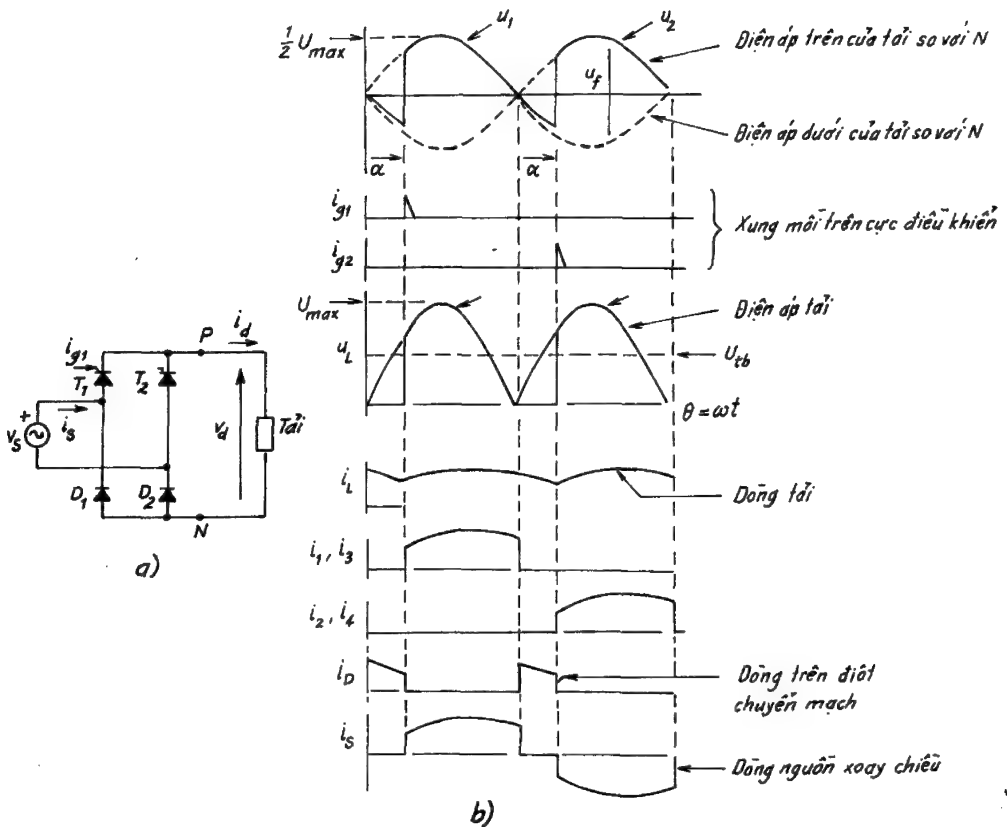


Hình 7.5. Chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

âm. Điện áp trên tải được chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có biểu thức và dạng sóng tương tự chỉnh lưu một pha hai nửa chu kỳ thứ cấp máy biến áp điểm giữa.

Dòng điện từ nguồn bằng :

$$i_s = i_{T1} - i_{T2}$$



Hình 7.6. Chỉnh lưu cầu một pha bán điều khiển
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

Nếu điện cảm $L \rightarrow \infty$, điện cảm đóng vai trò bộ lọc lý tưởng, dạng sóng dòng điện i_L hoàn toàn bằng phẳng. Dòng điện i_{T1} , i_{T2} , i_{T3} , i_{T4} có dạng chữ nhật và bộ chỉnh lưu làm việc như một nguồn dòng. Với dòng điện tải không đổi, tiristo T_1 và T_2 vẫn còn tiếp tục dẫn, điện áp trên tải có giá trị tức thời âm. Việc mỗi T_3 và T_4 có hai tác dụng : một là khóa T_1 và T_2 và chuyển mạch dẫn dòng điện tải. Đây là quá trình "chuyển mạch tự nhiên". Dòng điện từ nguồn i_s có dạng chữ nhật. Điện áp trung bình trên tải :

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha \quad (7.8)$$

Nếu sử dụng sơ đồ ở hình 7.6a gồm hai tiristo và hai diôt, ta có sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha bán điều khiển. Dạng sóng của nó được biểu diễn trên hình 7.6b.

Khi tiristo T_1 được nối với góc mở α , khi điện áp dương thì T_1 sẽ dẫn, dòng qua tải, còn diôt D_2 đảm bảo dòng trở về. Vì các diôt chuyển mạch khi điện áp nguồn bằng không nên điện áp tải không bao giờ âm và có dạng sóng tương tự trường hợp tải thuần trở và góc mở là 180° . Vì diôt chuyển mạch ngăn điện áp chỉnh lưu trở nên âm. Khi điện áp nguồn bằng không và trước khi nối T_2 thì T_1 vẫn tiếp tục dẫn nhưng mạch trở về đã từ D_2 chuyển sang D_1 . Diôt không tạo nên mạch song song với mạch gồm một tiristo và một diôt, do đó cho phép tiristo trở về trạng thái khóa một cách dễ dàng.

Trị trung bình của điện áp chỉnh lưu bằng :

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} (1 + \alpha) \quad (7.9)$$

7.4. PHÂN TÍCH DÒNG ĐIỆN VÀO

Dòng điện đầu vào của chỉnh lưu cầu có điều khiển khi $L \rightarrow \infty$ có dạng chữ nhật và chậm sau điện áp góc α (hình 7.7a). Phân tích dạng sóng dòng điện vào thành chuỗi Fourier ta tìm được biên độ các điều hòa bậc n :

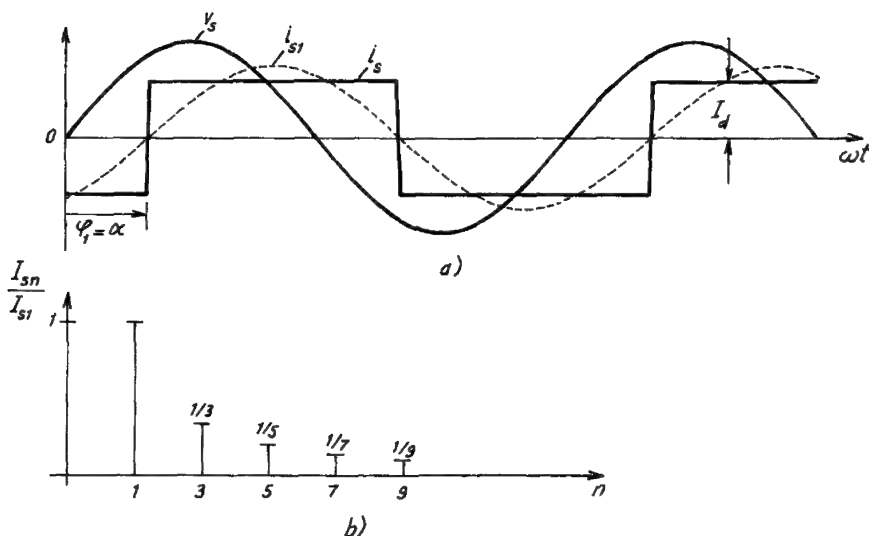
$$I_{s\max n} = \frac{4}{\pi} \frac{I_d}{n}, \text{ với } n = 1, 3, 5... \quad (7.10)$$

Trị hiệu dụng của từng điều hòa :

$$I_{sn} = \frac{I_{s\max n}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_d}{n} \quad (7.11)$$

Trị hiệu dụng của điều hòa cơ bản :

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = 0,9I_d \quad (7.12)$$



Hình 7.7. Phân tích phổ dòng điện vào

Phân tích phổ dòng điện chỉ chứa các điều hòa bậc lẻ với biên độ giảm dần.

Trị hiệu dụng của i_s là :

$$I_S = I_d \quad (7.13)$$

Hệ số méo điều hòa :

$$\text{THD}\% = \sqrt{\frac{I_S^2 - I_{S1}^2}{I_{S1}^2}} \cdot 100 = 48,4\% \quad (7.14)$$

Hệ số công suất $\cos\varphi_1 = \cos\alpha$. Vì dòng điện không sin nên công suất tác dụng của nguồn bằng ;

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_S(t) i_S(t) dt = U_S I_{S1} \cos\varphi. \quad (7.15)$$

Công suất biểu kiến : $S = U_S I_S$.

Hệ số công suất :

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos\varphi \quad (7.16)$$

Ta nhận thấy, do dòng điện không sin, hệ số công suất của bộ chỉnh lưu giảm và góc mỗi triắc α cũng làm giảm $\cos\varphi$.

7.5. HIỆN TƯỢNG TRÙNG DẪN

Cho đến nay ta coi sự chuyển mạch giữa các tiristo xảy ra tức thời. Do ảnh hưởng của điện cảm ký sinh của đường dây L trong quá trình chuyển mạch, dòng điện qua các tiristo không thể biến thiên một cách tức thời, vì lý do đó trong sơ đồ chỉnh lưu cầu có điều khiển ở hình 7.8a, trong góc chuyển mạch μ cả bốn tiristo dẫn đồng thời. Trong khi chuyển mạch điện áp trên tải $u_d = 0$, tại $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu$. Ảnh hưởng của sự chuyển mạch đến dạng sóng dòng điện nguồn, điện áp chỉnh lưu và dòng điện qua các tiristo được biểu diễn trên hình 7.8b.

Trong khi chuyển mạch có quan hệ :

$$L \cdot \frac{di_s}{dt} = U_s = U_m \sin \omega t ; \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu \quad (7.17)$$

Tích phân phương trình này trong khoảng chuyển mạch ta được :

$$\int_{-I_d}^{I_d} di_s = \frac{U_m}{L} \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \sin \omega t \, dt \quad (7.18)$$

Ta tìm được biểu thức của góc μ :

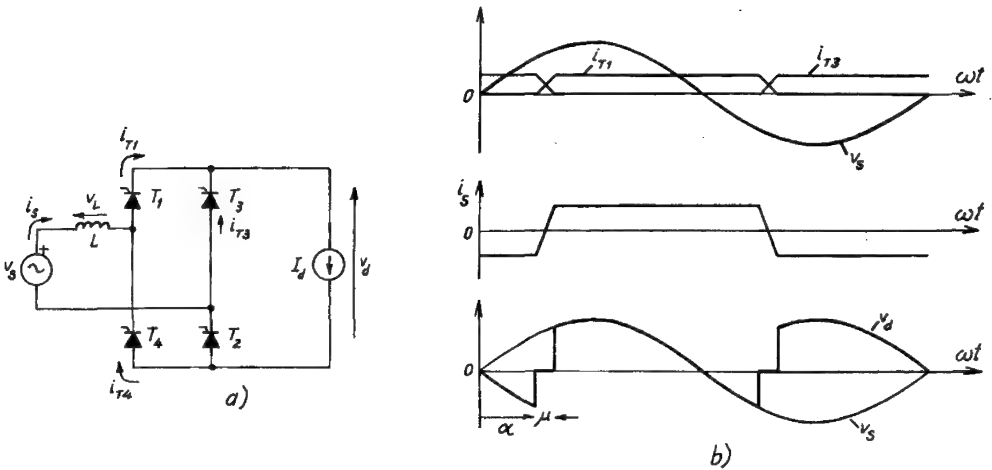
$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{2\omega L}{U_m} I_d \quad (7.19)$$

Phương trình (7.19) cho thấy, khi tăng L hoặc I_d , góc chuyển mạch μ sẽ tăng. Góc chuyển mạch μ cũng phụ thuộc vào góc mỗi α . Theo (7.17) và đồ thị ở hình 7.8b cho thấy, quá trình trùng dẫn còn làm giảm điện áp trung bình của tải $U_{d\alpha}$. Tính đến chuyển mạch ta tìm được trị trung bình của điện áp tải :

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\mu}^{\pi+\alpha} U_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{U_m}{\pi} [\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha] \quad (7.20)$$

Thay (7.20) vào 7.19) ta tìm được :

$$U_{d\alpha} = \frac{2}{\pi} U_m \cos \alpha - \frac{2\omega L}{\pi} I_d \quad (7.21)$$



Hình 7.8. Hiện tượng trùng dẫn khi chuyển mạch
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

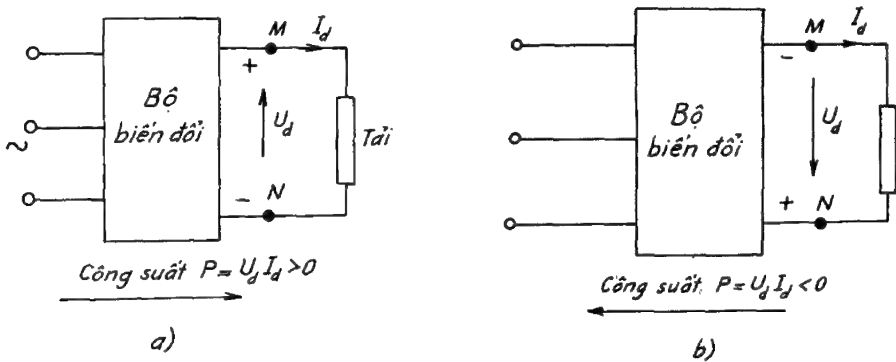
7.6. CHẾ ĐỘ NGHỊCH LƯU

7.6.1. BẢN CHẤT HIỆN TƯỢNG NGHỊCH LƯU

Trên sơ đồ ở hình 7.9a ta nhận thấy, ở chế độ chỉnh lưu dòng điện, trung bình trên tải I_d và điện áp trung bình U_d luôn cùng chiều. Công suất tiêu thụ trên tải $P = U_d I_d$ luôn dương và chiều của công suất luôn từ phía nguồn xoay chiều chuyển qua tải một chiều. Ta nói bộ biến đổi làm việc ở chế độ chỉnh lưu.

Khi tăng góc mỗi α , giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu U_d giảm đi nhưng vẫn còn dương. Tiếp tục tăng $\alpha > \pi/2$, điện áp chỉnh lưu trung bình đổi dấu. Cực M trở thành âm (-) và N thành dương (+), điện áp $-U_d$ tăng dần đến khi $\alpha = \pi$. Vì điện áp U_d đổi chiều trong khi I_d có chiều không đổi nên công suất P đổi dấu. Điều này nghĩa là tải một chiều đã trở thành nguồn phát và công suất truyền ngược từ phía tải về nguồn. Ta nói bộ biến đổi đã chuyển sang làm việc ở chế độ nghịch lưu. Lưu ý rằng ở chế

độ nghịch lưu, lưới xoay chiều nhận công suất tác dụng từ phía tải nhưng vẫn tiếp tục cung cấp công suất phản kháng và ảnh hưởng đến dạng sóng và tần số của điện áp xoay chiều. Ta nói rằng sơ đồ này làm việc ở chế độ nghịch lưu phụ thuộc.



Hình 7.9.
a) Chế độ chỉnh lưu ; b) Chế độ nghịch lưu

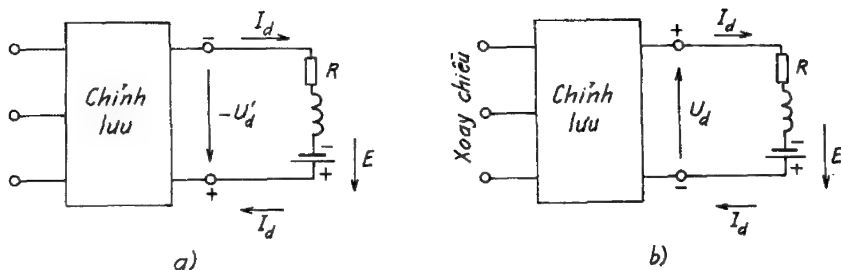
Để lưới có thể nhận năng lượng từ phía tải thì tải phải là một nguồn phát và điện áp của tải phải lớn hơn điện áp nguồn để đảm bảo cho van bán dẫn phân cực thuận.

7.6.2. ĐIỀU KIỆN LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ NGHỊCH LƯU

Muốn chuyển sang làm việc ở chế độ nghịch lưu thì bộ biến đổi phải có nguồn phát ở phía tải mà đặc trưng là có một sức điện động thuận chiều van bán dẫn. Ví dụ điển hình là động cơ điện một chiều làm việc ở chế độ hãm tái sinh (máy phát) hoàn trả năng lượng từ tải về lưới. Dòng điện tồn tại trong mạch là do phía tải cung cấp chứ không phải từ nguồn.

7.6.3. NHỮNG LƯU Ý KHI LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ NGHỊCH LƯU

Khi bộ biến đổi làm việc ở chế độ nghịch lưu, có máy phát ở phía một chiều nếu mất điều khiển ở đầu vào sẽ nguy hiểm hơn so với khi làm việc ở chế độ chỉnh lưu. Nếu không khóa các tiristo khi điện áp anốt của nó dương mà khi các tiristo có xu hướng chuyển sang dẫn thì điện áp \$U_d\$ đang âm trở thành dương, sẽ xảy ra ngắn mạch.



Hình 7.10. Lưu ý khi làm việc ở chế độ nghịch lưu

Ví dụ sơ đồ ở hình 7.10a đang làm việc bình thường ở chế độ nghịch lưu với $\cos \alpha = -0,5$, ta có :

$$U'_{d0} = -0,5U_{d0}.$$

Gọi R là điện trở trong và E là sức điện động máy phát :

$$\Delta U'_d = 0,05U_{d0}, \text{ do đó } U'_d = -0,55U_{d0}.$$

$$\text{Điện áp : } R.I_d = 0,02U_{d0} \text{ do đó } E = 0,57U_{d0}.$$

Nếu các tiristo không được khóa mà làm việc với góc $\alpha = 0$ như ở hình 7.10b thì $U'_{d0} = +U_{d0}$ và nếu chế độ xác lập được thiết lập thì :

$$\Delta U'_d + R.I_d = U_{d0} + E = 1,57U_{d0}$$

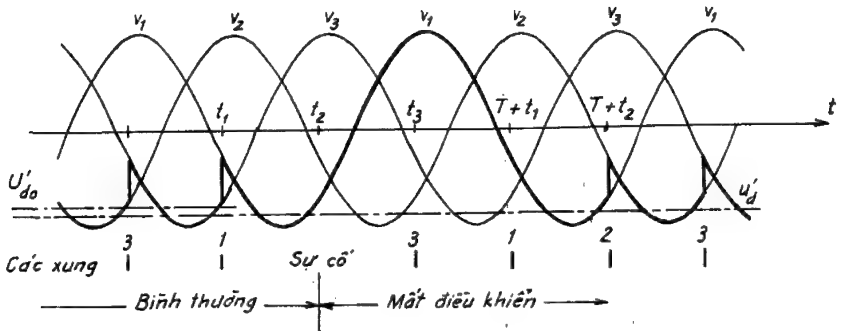
Với dòng điện định mức, điện áp rơi tổng cộng sẽ là $0,07U_{d0}$ và nếu ta chấp nhận điện áp rơi tỷ lệ thuận với dòng điện thì điều này có nghĩa là dòng điện $I_{\text{ngắn}}$ khi này sẽ bằng $\frac{1,57}{0,07} I_d = 22,5I_d$, là dòng điện ngắn mạch gây cháy hỏng các van bán dẫn. Ta gọi là chế độ nghịch lưu lật. Để đảm bảo an toàn thì góc mở phải lớn. Lúc này tiristo sẽ dẫn chủ yếu trong khoảng thời gian điện áp âm.

Ngược lại nếu ta không mở tiristo bằng một xung thì sẽ mất điều khiển bộ nghịch lưu. Ví dụ trên hình 7.10c, ở thời điểm $t = t_2$ của chỉnh lưu ba pha hình tia, xung gửi tới T_2 không tác động thì T_1 tiếp tục dẫn. Tại $t = t_3$ khi t_3 nhận xung thì điện áp trên cực của nó là $v_3 - u'_d$ bằng $v_3 - v_1$ và âm làm cho tiristo này vẫn bị khóa và T_1 tiếp tục dẫn. Tại $t = T + t_1$ xung nhận được sẽ vô ích bởi vì T_1 đã dẫn. Ta chỉ có

thể cho hoạt động bình thường tại $t = T + t_2$ nếu điều khiển tiristo T_3 mở.

Vì giữa t_2 và $T + t_2$, hiệu số $v_1 - E$ có giá trị lớn làm cho T_1 không hoạt động.

Ta đi đến kết luận : Khi làm việc ở chế độ nghịch lưu xung mỗi phải chắc chắn và đủ lớn.



Hình 7.10c. Mất điều khiển

7.6.4. LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ NGHỊCH LƯU

Khi góc mỗi $\alpha > 90^\circ$, có khả năng nhận được điện áp trung bình trên tải âm. Trong điều kiện này công suất từ tải chạy ngược về nguồn. Đây chính là chế độ nghịch lưu bởi vì năng lượng truyền từ phía một chiều sang phía xoay chiều. Trong thực tế có thể tạo nên chế độ nghịch lưu đối với sơ đồ ở hình 7.11a, tuy nhiên cần lưu ý rằng bộ chỉnh lưu này chỉ cho phép dòng điện tải chạy theo một chiều. Hình 7.11b trình bày dạng sóng điện áp trên tải u_d và điện áp nguồn u_s , bỏ qua điện cảm của nguồn. Trên hình 7.11c cho thấy, khi tăng điện cảm của nguồn L làm tăng khoảng trùng dẫn của các tiristo và được đặc trưng bằng góc μ . Điện áp tiristo v_{T1} có giá trị âm trong khoảng góc tắt γ , xác định bằng biểu thức :

$$\gamma = 180^\circ - (\alpha + \mu) \quad (7.22)$$

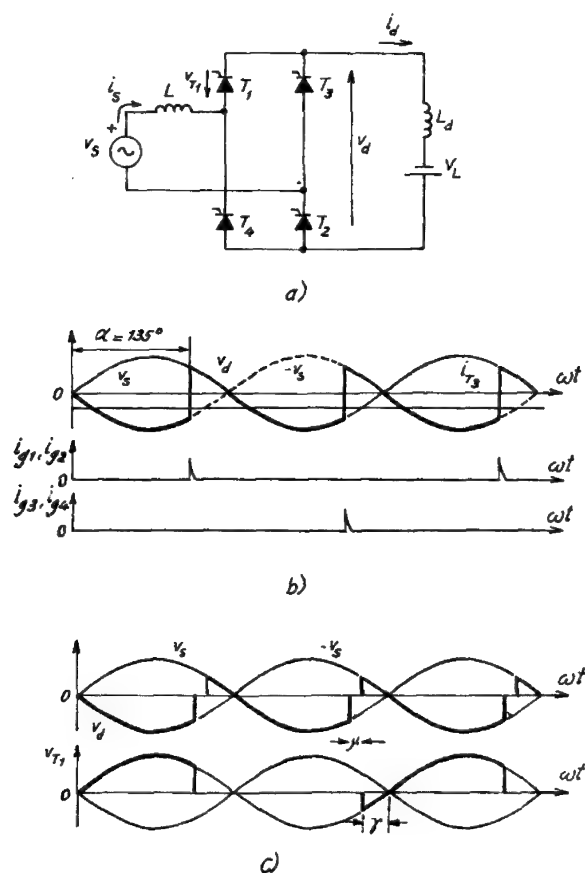
Để đảm bảo cho tiristo được khóa chắc chắn sau khi chuyển mạch, góc tắt phải thỏa mãn điều kiện :

$$\gamma > \omega t_q \quad (7.23)$$

ở đây ω là tần số nguồn, t_q là thời gian khóa tiristo. Trong thực tế góc mỗi cực đại bằng :

$$\alpha_{\max} = 180^{\circ} - \mu - \gamma \tag{7.24}$$

Nếu phương trình (7.24) không được thỏa mãn, quá trình chuyển mạch không thực hiện được và dẫn tới dòng điện ngắn mạch. Vì vấn đề phát sinh do các thành phần điều hòa gây nên, do đó tiêu chuẩn IEC 1000-3-2 quy định giới hạn công suất của các bộ chỉnh lưu một pha có công suất $P \leq 600\text{ W}$.



Hình 7.11. Chế độ nghịch lưu

7.7. CHỈNH LƯU BA PHA HÌNH TIA CÓ ĐIỀU KHIỂN

Sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia có điều khiển giống sơ đồ ba pha hình tia không điều khiển đã giới thiệu ở mục 7.4, bao gồm một máy biến áp ba

pha có thứ cấp nối sao có trung tính và ba pha tiristo nối với tải như ở hình 7.12a.

Nguyên lý hoạt động và chế độ cấp xung điều khiển trong sơ đồ chỉnh lưu ba pha nối chung và chỉnh lưu ba pha hình tia nối riêng có khác với sơ đồ chỉnh lưu một pha đã giới thiệu ở phần trước. Lý do nguồn điện áp ba pha u_a, u_b, u_c lệch pha 120° , do đó tại từng thời điểm mỗi pha có điện áp dương hơn hai pha kia trong khoảng 120° . Việc cấp xung điều khiển chỉnh lưu phải thỏa mãn hai điều kiện :

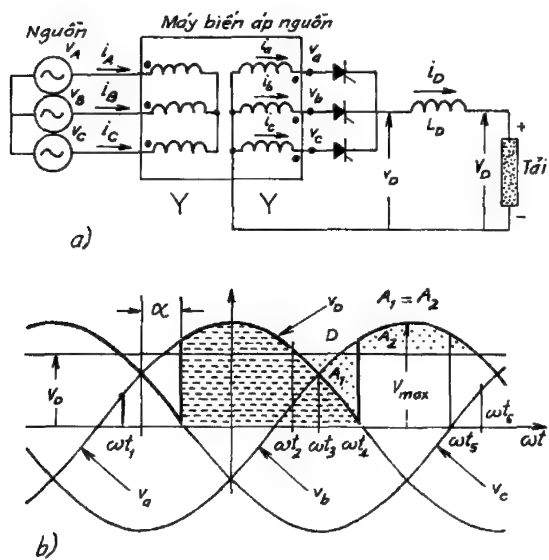
- Tại thời điểm cấp xung điện áp pha tương ứng dương so với trung tính.
- Nếu có các tiristo nào đó đang dẫn thì điện áp pha tương ứng phải dương hơn pha kia, vì thế cần xét tới thời điểm cấp xung đầu tiên.

7.7.1. KHÁI NIỆM VỀ GÓC MỞ TỰ NHIÊN

Trong các sơ đồ chỉnh lưu ba pha, góc mở tiristo phải được tính từ giao điểm hai đường cong điện áp pha. Nếu xung điều khiển phát trước giao điểm hai đường cong điện áp thì tiristo có thể sẽ không mở nếu như trước đó có tiristo pha khác đang dẫn. Nếu xung điều khiển là xung đơn (thường trong mạch điều khiển người ta hay phát xung đơn) và đến giao điểm đường cong điện áp đã kết thúc thì tiristo sẽ khóa luôn cả chu kỳ này. Giả thiết phát xung điều khiển sớm trước giao điểm hai đường cong điện áp. Trên hình 7.12b, tại thời điểm $t_1 = \frac{\alpha}{\omega}$ phát xung điều khiển đầu tiên, các tiristo đều khóa, điện áp $u_a > 0$ và T_1 dẫn. Đến thời điểm t_2 cấp xung điều khiển tiristo T_2 , lúc này điện áp u_a còn dương hơn u_b nên T_2 còn bị phân cực ngược do vậy vẫn bị khóa. Sau t_3 , điện áp u_b dương nhưng xung điều khiển đơn đã hết nên tiristo t_1 vẫn tiếp tục dẫn cho đến khi dòng điện bằng không. Giả sử tải thuần trở dòng điện bằng không tại thời điểm điện áp đổi dấu thì T_1 sẽ khóa tại t_4 . Tại t_5 phát xung điều khiển T_3 , do t_2 không dẫn được ở chu kỳ trước nên lúc này T_3 sẽ dẫn từ t_5 đến t_6 khi điện áp u_c đổi dấu. Chu kỳ tiếp theo sẽ tương tự như trên và T_1 sẽ bị khóa.

Như vậy nếu xung điều khiển phát trước giao điểm các đường cong điện áp ta sẽ thu được điện áp gián đoạn, vì thế trong chỉnh lưu hình tia ba

pha, góc mở nhỏ nhất $\alpha = 0$ để điện áp chỉnh lưu là cực đại tại giao điểm hai đường cong điện áp. Đây là góc mở tự nhiên ứng với $\alpha = 0$.



Hình 7.12. Chỉnh lưu ba pha hình tia
a) Sơ đồ; b) Dạng sóng

7.7.2. HOẠT ĐỘNG CỦA SƠ ĐỒ

Sơ đồ ba pha hình tia hoạt động và tạo nên điện áp chỉnh lưu u_d khác nhau tùy theo độ lớn của góc mở, tùy theo đặc tính của tải. Ta sẽ nghiên cứu một số trường hợp điển hình trên hình 7.13.

a) Khi $\alpha = 0^\circ$ (hình 7.13a)

Các tiristo được cấp xung điều khiển lần lượt ngay tại giao điểm các điện áp pha. Điện áp chỉnh lưu sẽ cực đại bằng $\sqrt{2} U$, còn điện áp ngược cực đại khi tiristo bị khóa, bằng $-\sqrt{3} U \cdot \sqrt{2}$.

b) Khi $\alpha < 30^\circ$ (hình 7.13b)

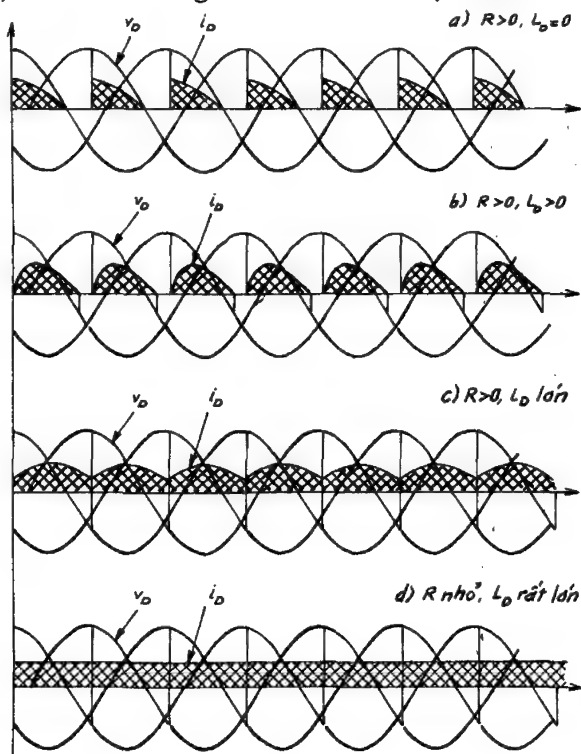
Ví dụ trên hình 7.13b góc mở $\alpha = 20^\circ$. Không phụ thuộc vào tính chất của tải điện áp và dòng điện chỉnh lưu liên tục.

Tại α_1 cấp xung điều khiển cho tiristo T_1 . Vì u_a dương hơn u_c nên T_1

dẫn, điện áp rơi trên tiristo Δu_T có thể bỏ qua, điện áp trên tải bằng điện áp nguồn. Đến α_2 cấp xung điều khiển cho tiristo T_2 , lúc này $u_b > u_a$ nên tiristo T_2 dẫn cho đến khi mở T_3 tại α_3 . Khi tiristo T_2 dẫn, điện áp ngược đặt lên tiristo T_1 là điện áp dây, do đó trị số điện áp ngược cực đại là $-\sqrt{3}U.\sqrt{2}$.

c) Khi góc mở $\alpha > 30^\circ$

Tải thuận trở do có van đang dẫn sớm hơn thời điểm mở tiristo của pha kế tiếp, do đó có vùng các tiristo đều bị khóa.



Hình 7.13. Dạng sóng điện áp và dòng điện chỉnh lưu

7.7.3. DẠNG SÓNG ĐIỆN ÁP VÀ DÒNG ĐIỆN CHỈNH LƯU

Dạng sóng dòng điện chỉnh lưu phụ thuộc vào tính chất của phụ tải khi tải thuận trở, dòng điện i_d cùng dạng sóng u_d (hình 7.13a). Khi điện kháng tải tăng lên, dòng điện càng trở nên bằng phẳng và khi L_D tiến tới vô cùng, dòng điện một chiều i_d sẽ không đổi (hình 7.13d).

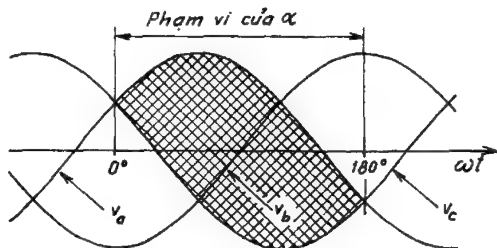
Điện áp trung bình của tải được xác định theo biểu thức :

$$U_d = \frac{U_m}{2\pi/3} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} \cos\omega t d\omega t = U_m \frac{\sin\pi/3}{\pi/3} \cos\alpha$$

$$= 1,17U_f \cos\alpha \quad (7.25)$$

Trên hình 7.13c ta nhận thấy điện áp u_d thay đổi theo góc mỗi α . Khi $\alpha < 90^\circ$ thì U_d dương và bộ biến đổi làm việc ở chế độ chỉnh lưu. Khi $\alpha > 90^\circ$ thì U_d là âm, khi đó bộ biến đổi bắt đầu chuyển sang làm việc ở chế độ nghịch lưu và phát công suất cho nguồn.

Trên hình 7.14 ta nhận thấy góc mỗi α có thể nằm giữa 0° và 180° . Tuy nhiên vì vấn đề chuyển mạch dòng điện và hiện tượng trùng dẫn nên góc mỗi cực đại $\alpha_{\max} \approx 160^\circ$.



Hình 7.14. Phạm vi của góc mỗi α

Khi $L_D \rightarrow \infty$, dòng điện xoay chiều của các pha được cho trên hình 7.15. Dòng điện thứ cấp máy biến áp có thành phần một chiều không mong muốn gây bão hòa lõi thép, do đó sơ đồ này không được sử dụng ở công suất lớn. Dạng sóng dòng điện nguồn bị méo và cần có bộ lọc để giảm các điều hòa bậc cao. Để xác định công suất máy biến áp, ta tính công suất sơ cấp :

$$S_1 = 3U_{p1}I_{p1}$$

U_{p1} và I_{p1} là điện áp, dòng điện hiệu dụng sơ cấp.

Công suất thứ cấp máy biến áp :

$$S_2 = 3U_{p2}I_{p2}$$

U_{p2} và I_{p2} là điện áp, dòng điện hiệu dụng thứ cấp.

Công suất một chiều trên tải :

$$P_d = U_d I_d \quad (7.26)$$

trong đó $U_d = 1,17a.U_{p1}$.

a là hệ số biến đổi của máy biến áp.

Quan hệ giữa dòng điện hiệu dụng sơ và thứ cấp theo I_d :

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (7.27)$$

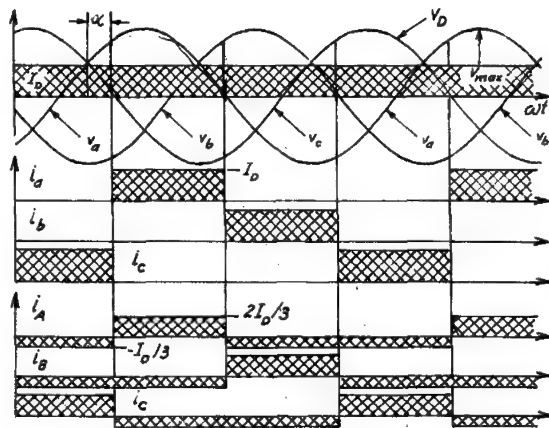
$$I_1 = a \frac{I_d \sqrt{2}}{3} \quad (7.28)$$

Từ đó suy ra :

$$S_1 = 1,21P_d \quad (7.29)$$

$$S_2 = 1,48P_d \quad (7.30)$$

Như vậy công suất máy biến áp vượt quá công suất một chiều P_d 21% ở sơ cấp và 48% ở thứ cấp. Nói chung công suất máy biến áp đòi hỏi vượt quá 35% công suất tải một chiều.



Hình 7.15. Dạng sóng dòng xoay chiều

7.8. CHỈNH LƯU CẦU BA PHA CÓ ĐIỀU KHIỂN VÀ BÁN ĐIỀU KHIỂN

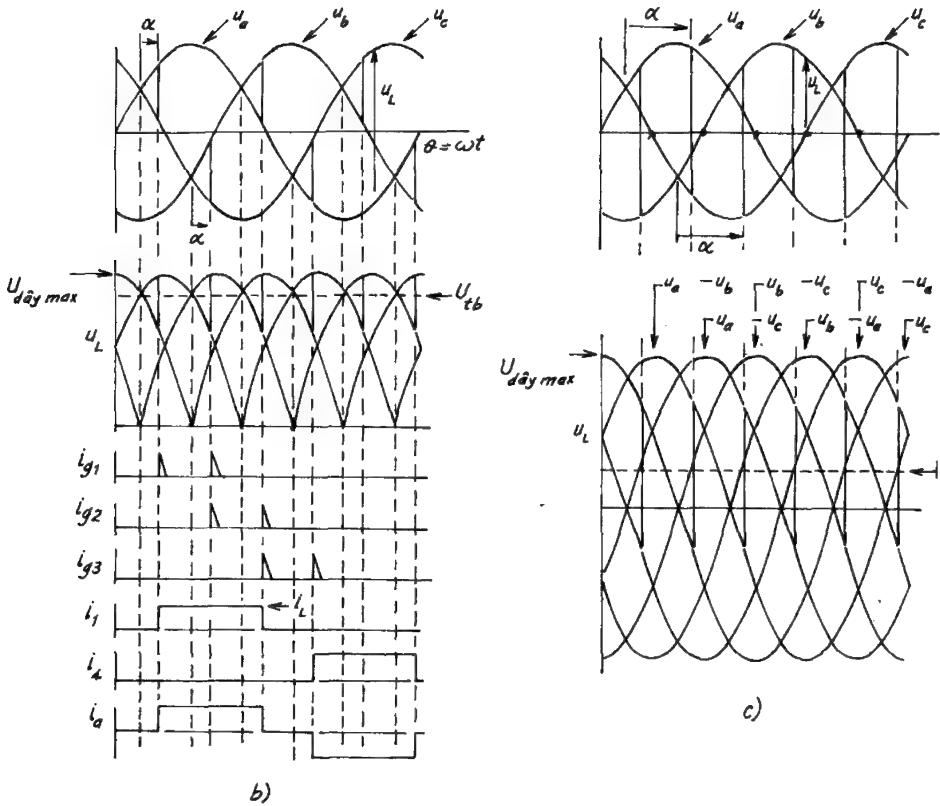
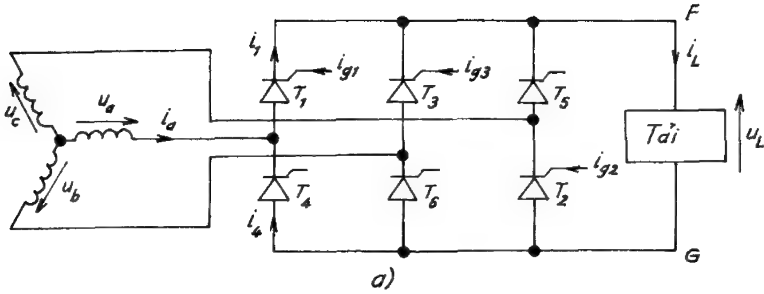
Thay các diôt của sơ đồ ở hình 6b.11, ta được sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha có điều khiển cho trên hình 7.16a. Đây là chỉnh lưu ba pha hai nửa chu kỳ với hai nhóm : T_1, T_3, T_5 hình thành nhóm catôt nối chung ; còn T_2, T_4, T_6 là nhóm anốt nối chung.

Theo dạng sóng điện áp ở hình 7.16b, điện áp tổng đập mạch bậc sáu và trị số đỉnh của nó bằng điện áp dây. Góc mở α được tính từ giao điểm các nửa hình sin.

Giả thiết T_5 và T_6 đang dẫn nên $V_F = u_c$, $V_G = u_b$.

Tại $\omega t_1 = \pi/6 + \alpha$ cho xung điều khiển mở T_1 . Tiristo này sẽ mở vì $u_a > 0$. Sự mở của T_1 làm cho T_3 bị khóa một cách tự nhiên vì $u_a > u_c$. Lúc này T_6 và T_1 dẫn và điện áp trên tải là :

$$u_L = u_d = u_a - u_b$$



Hình 7.16. Chỉnh lưu cầu ba pha có điều khiển

a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng khi góc mở nhỏ ; c) Dạng sóng khi góc mở lớn

Tại $\omega t_2 = 3\pi/6 + \alpha$ cho xung mới để mở T_2 . Tiristo này sẽ mở vì khi T_6 dẫn có điện áp u_b lên anốt của t_2 mà $u_b > u_c$. Sự mở của T_2 làm cho T_6 bị khóa lại một cách tự nhiên.

Các xung điều khiển lệch nhau $\pi/3$ lần lượt được đưa đến các cực điều khiển theo thứ tự như sau :

Thời điểm	Mở	Khóa
$\pi/6 + \alpha$	T_1	T_5
$3\pi/6 + \alpha$	T_2	T_6
$5\pi/6 + \alpha$	T_3	T_1
$7\pi/6 + \alpha$	T_4	T_2
$9\pi/6 + \alpha$	T_5	T_3
$11\pi/6 + \alpha$	T_6	T_4

Điện áp trung bình trên tải được tính theo công thức :

$$U_d = U_L = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{f.Nmax} \cos \alpha \quad (7.31)$$

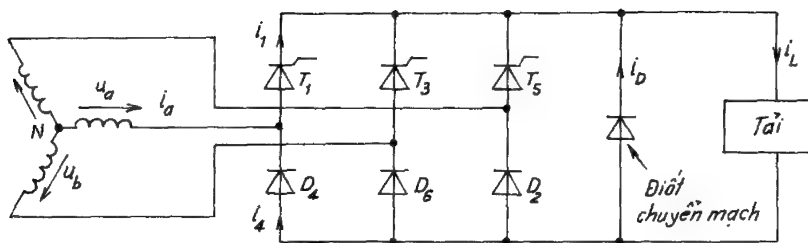
$$= \frac{3}{\pi} U_{f.fmax} \cos \alpha = 1,35 U_{f-f} \cos \alpha \quad (7.32)$$

trong đó $U_{f.Nmax}$ là điện áp pha cực đại, U_{f-fmax} là điện áp dây cực đại.

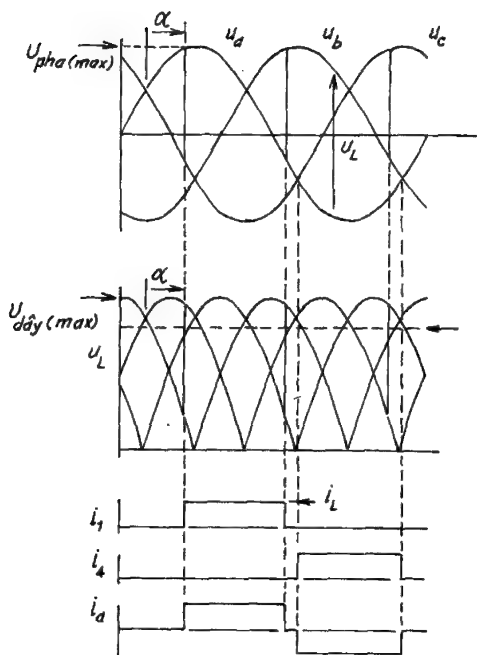
Khi góc mở α nhỏ, dạng sóng biểu diễn trên hình 7.14b cho thấy điện áp U_d đập mạch bậc sáu ; nhưng khi α lớn, điện áp trên tải sẽ có phần âm, dòng điện trong các tiristo có dạng chữ nhật nhưng dòng điện qua thứ cấp máy biến áp hoàn toàn đối xứng và không có thành phần một chiều tránh cho lõi sắt bị bão hòa. Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha còn gọi là cầu Graetz được sử dụng rộng rãi bởi dòng điện trong các dây quấn và dây nguồn hoàn toàn đối xứng.

Công suất định mức của máy biến áp :

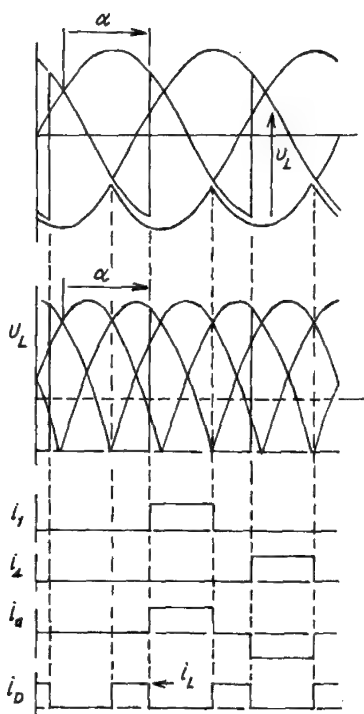
$$S_1 = S_2 = 1,05 P_d \quad (7.33)$$



a)



b)



c)

Hình 7.17. Chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển

Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha có máy biến áp được sử dụng tốt nhất.

Nếu thay một nhóm chỉnh lưu, ví dụ T_4 , T_6 , T_2 bằng các diôt, ta được sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển (hình 7.17a), còn gọi là sơ đồ cầu không đối xứng. Có thể coi sơ đồ này gồm hai khối ba pha hình tia có điều khiển (toàn tiristo) và không điều khiển (toàn diôt) nối tiếp với nhau và hoạt động độc lập với nhau với cùng một phụ tải.

Trị trung bình của điện áp chỉnh lưu là :

$$U_d = U_{d1} - U_{d2} \quad (7.34)$$

trong đó : U_{d1} - trị trung bình của điện áp chỉnh lưu của nhóm tiristo,

U_{d2} - trị trung bình của điện áp chỉnh lưu của nhóm diôt.

$$U_{d1} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\delta} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \cos \alpha \quad (7.35)$$

$$U_{d2} = \frac{3}{2\pi} \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} U_m \sin \omega t d\omega t = -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \quad (7.36)$$

Kết quả :

$$\begin{aligned} U_d &= U_{d1} - U_{d2} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m (1 + \cos \alpha) = \\ &= 0,826 U_m (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (7.37)$$

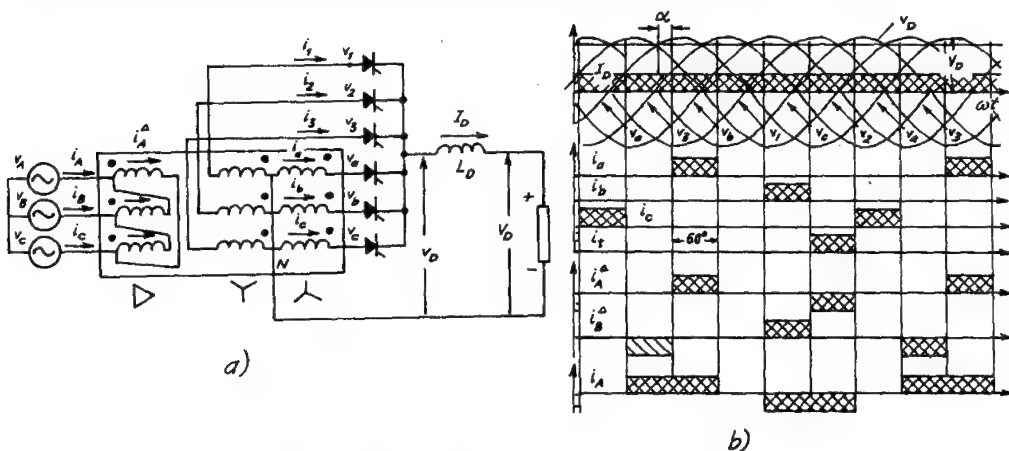
Nếu tính theo điện áp dây cực đại ta được :

$$U_d = \frac{3}{2\pi} U_{f-fmax} (1 + \cos \alpha) \quad (7.38)$$

Vì chỉ cần điều khiển một nhóm tiristo T_1, T_3, T_5 nên chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển đơn giản hơn điều khiển sơ đồ có điều khiển. Dạng sóng điện áp chỉnh lưu đập mạch bậc ba trên hình 7.17b minh họa rõ sự hoạt động của bộ chỉnh lưu, nửa trên là của tiristo với góc mở α nhỏ, nửa dưới của diôt. Hiệu của hai dạng sóng này là điện áp U_d của tải, nó chỉ đập mạch bậc ba so với bậc sáu của chỉnh lưu có điều khiển. Thành phần đập mạch của nó cũng lớn hơn ở bộ chỉnh lưu có điều khiển. Theo dạng sóng dòng điện, ta nhận thấy i_1 chậm sau điện áp góc α , nhưng vì D_4 là diôt nên i_4 trùng pha với điện áp, do vậy dòng xoay chiều trong dây quấn thứ cấp máy biến áp là i_a sẽ không đối xứng và sẽ chứa các điều hòa bậc chẵn. Trên hình 7.17c, khi góc mở α lớn hơn 90° , dạng sóng phía trên (của nhóm tiristo) âm hơn và điện áp trên tải gián đoạn, nghĩa là có nhiều đoạn bằng không do diôt chuyển mạch dòng điện tải theo nhánh nối tiếp một diôt, một tiristo. Khi góc mở $\alpha = 180^\circ$, điện áp trên tải sẽ bằng không.

7.9. CHỈNH LƯU SÁU PHA

Hình 7.18a, trình bày sơ đồ bộ chỉnh lưu hình sao kép (hình tia sáu pha), còn hình 7.18b là dạng sóng điện áp và dòng điện của bộ chỉnh lưu này. Mỗi tiristo chỉ dẫn trong một phần sáu chu kỳ, nghĩa là trong 60° .



Hình 7.18. Chỉnh lưu hình tia sáu pha
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng điện áp, dòng điện

Dạng sóng điện áp chỉnh lưu cho thấy điện áp ngược (và điện áp thuận) cực đại bằng hai lần điện áp pha cực đại. Dạng sóng điện áp chỉnh lưu đập mạch bậc sáu. Điện áp trung bình bằng :

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3+\alpha} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3}{\pi} U_m \cos \alpha \quad (7.39)$$

Các tiristo sử dụng kém hiệu quả vì chúng chỉ dẫn trong một phần sáu chu kỳ dòng qua các tiristo :

$$I = \frac{I_d}{\sqrt{6}} \quad (7.40)$$

Điện áp chỉnh lưu ít nhấp nhô hơn điện áp chỉnh lưu của bộ chỉnh lưu một nửa chu kỳ do không có điều hòa bậc ba. Cuộn kháng san bằng L_D cũng nhỏ hơn. Tuy nhiên dòng điện thứ cấp máy biến áp có thành phần một chiều nhưng từ thông của nó được bù bằng sơ đồ hình sao kép. Ta nhận thấy ở mỗi thời điểm chỉ có một tiristo dẫn dòng điện bậc ba bên trong hình

tam giác có dạng sóng đối xứng và triệt tiêu lẫn nhau. Dòng điện nguồn i_A cũng đối xứng và dẫn trong 120° .

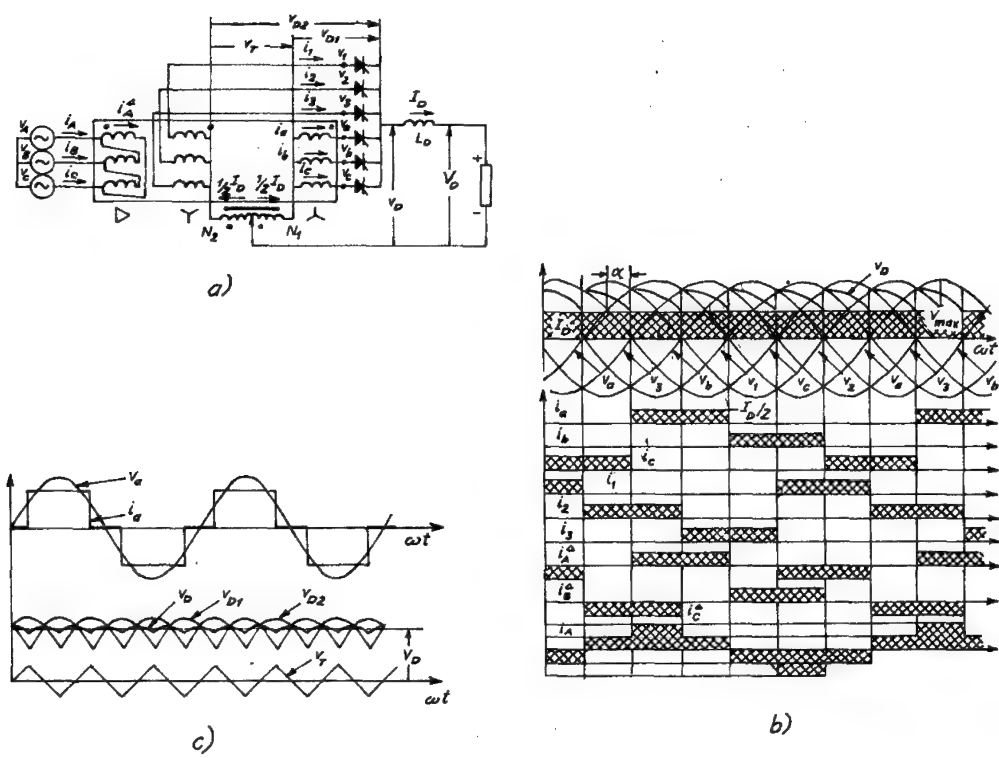
Tương tự trường hợp chỉnh lưu nửa chu kỳ, ta cũng có thể đánh giá công suất định mức của máy biến áp ; S_1 là công suất định mức sơ cấp, S_2 là công suất định mức thứ cấp :

$$S_1 = 1,28P_d \ ; \ S_2 = 1,81P_d$$

Như vậy công suất định mức :

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,55P_d \tag{7.41}$$

do vậy không tận dụng tốt máy biến áp.



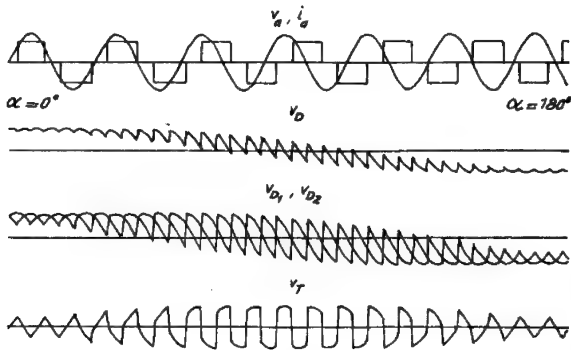
Hình 7.19. Chỉnh lưu hình tia kép có cuộn kháng cân bằng
a) Sơ đồ chỉnh lưu tia kép có cuộn kháng san bằng ;
b) Dạng sóng điện áp và dòng điện.
c) Dạng sóng điện áp trung tính

Sơ đồ ở hình 7.19a gồm hai khối chỉnh lưu nửa sóng ghép song song có cuộn kháng cân bằng. Hai khối chỉnh lưu ngược pha 180° có trung tính nối với cuộn kháng có điểm giữa ở điểm (tự ngẫu có điểm giữa) trở về của tải. Cuộn kháng cân bằng có các dòng điện ngược pha do đó lõi thép không bị bão hòa. Điện thế của mỗi trung tính có thể dao động một cách độc lập và tạo nên một sóng hình răng cưa như trên hình 7.19c.

Điện áp trung bình trên tải tương tự (7.25) :

$$U_d \approx 1,17U_{f-N}\cos\alpha$$

Hình 7.19c trình bày dạng sóng v_{D1} và v_{D2} và v_D so với điểm trung tính. v_{D1} là điện áp giữa catôt nối chung và trung tính N_1 ; v_{D2} là điện áp giữa catôt nối chung và trung tính N_2 . Hình 7.20 cho biết sự thay đổi của v_D , v_{D1} , v_{D2} và v_T khi góc mỗi thay đổi từ 0 đến 180° .



Hình 7.20. Dạng sóng v_D khi α thay đổi từ 0 đến 180°

Trong sơ đồ này công suất máy biến áp : $S_1 = 1,05P_d$ và $S_2 = 1,48P_d$.
 Công suất trung bình :

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = 1,26P_d \tag{7.42}$$

Cho thấy máy biến áp được sử dụng tốt hơn so với sơ đồ ở hình 7.18c.

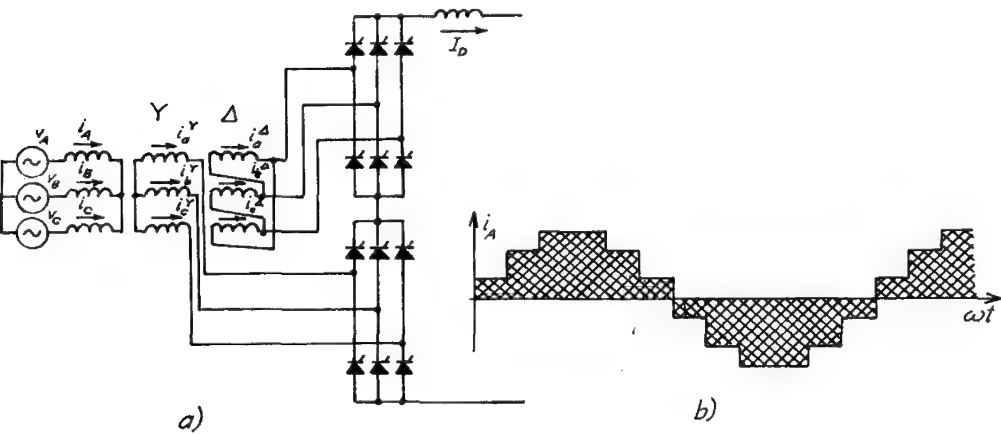
7.10. CHỈNH LƯU 12 PHA

Để giảm sự đập mạch của điện áp chỉnh lưu cần sử dụng bộ lọc, mỗi bộ cộng hưởng và triệt tiêu từng điều hòa như sơ đồ trên hình 7.21.

Có một giải pháp loại trừ các điều hòa bậc cao bằng cách sử dụng sơ đồ chỉnh lưu đặc biệt, ví dụ sơ đồ chỉnh lưu 12 pha gồm hai chỉnh lưu cầu ba pha nối theo sơ đồ như trên hình 7.22a.

Dòng xoay chiều tổng là tổng của hai chuỗi Fourier và do máy biến áp nối tam giác nên :

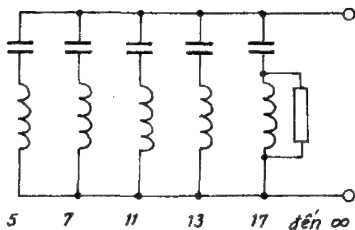
$$i_A = 2 \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right) \cdot I_d \left(\cos\omega t - \frac{1}{11} \times \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \times \cos 13\omega t - \frac{1}{23} \cos 23\omega t \dots \right) \tag{7.43}$$



Hình 7.22. Chỉnh lưu 12 pha
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng dòng điện nguồn

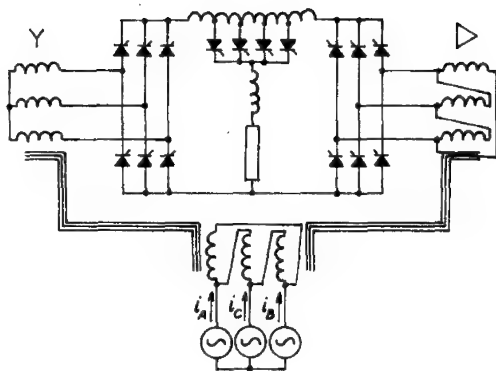
Chuỗi này chỉ chứa các điều hòa bậc $12k + 1$. Các dòng điện điều hòa bậc $6k + 1$ (với k lẻ) như các bậc 5, 7, 17, 19... khép mạch giữa hai máy biến áp nhưng không thâm nhập vào nguồn. Kết quả dòng điện nguồn xoay chiều được cho trên hình 7.22b gần hình sin và điện áp một chiều cũng bằng phẳng hơn.

Cũng dựa trên nguyên lý này có thể tạo nên sơ đồ nhiều pha hơn, ví dụ 24 pha với góc lệch pha 15° và 48 pha với góc lệch $7^\circ 5'$. Mặc dù về lý thuyết có thể tạo nên nhiều sơ đồ phức tạp nữa, tuy nhiên số pha lớn hơn 48 rất ít dùng vì quá phức tạp và dạng sóng điện áp nguồn có thể bị méo.



Hình 7.21. Bộ lọc điều hòa

Trong sơ đồ ở hình 7.23, còn gọi là sơ đồ triệt bỏ đập mạch điện áp một chiều, gồm hai bộ biến đổi song song nối với tải qua điện kháng nhiều nấc. Điện kháng sử dụng được điều khiển bằng các tiristo có nhiều đầu. Bằng cách mỗi các tiristo trên điện kháng ở thời điểm thích hợp, ta có thể đạt được số xung điện áp cao hơn. Ví dụ trên hình 7.23 có thể tạo nên 48 xung điện áp bằng cách



Hình 7.23. Chính lưu 48 xung

nhân 12 xung điện áp cơ sở với 4 của tiristo điện kháng. Công nghệ này cũng được sử dụng cho các cầu mắc nối tiếp. Một giải pháp nữa để giảm các điều hòa bậc cao là sử dụng bộ lọc tích cực điều biến độ rộng xung có khả năng phát các điều hòa đòi hỏi.

7.11. CHẾ ĐỘ CÓ TẢI CỦA BỘ CHÍNH LƯU

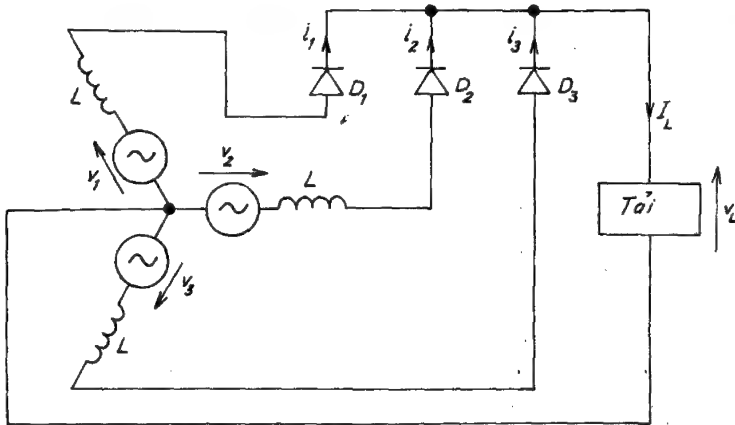
Trong các mục trước ta đã nghiên cứu các đặc tính cơ bản của bộ chỉnh lưu với giả thiết bỏ qua tổng trở nguồn xoay chiều và chỉ xét bộ chỉnh lưu lý tưởng.

Về phương diện năng lượng, chỉnh lưu biến đổi điện năng xoay chiều của nguồn thành điện năng một chiều trên tải. Trong thực tế một số mạch có thể đổi chiều dòng công suất, ta gọi mạch đó làm việc ở chế độ nghịch lưu. Trước tiên ta phân tích kỹ hiện tượng chuyển mạch.

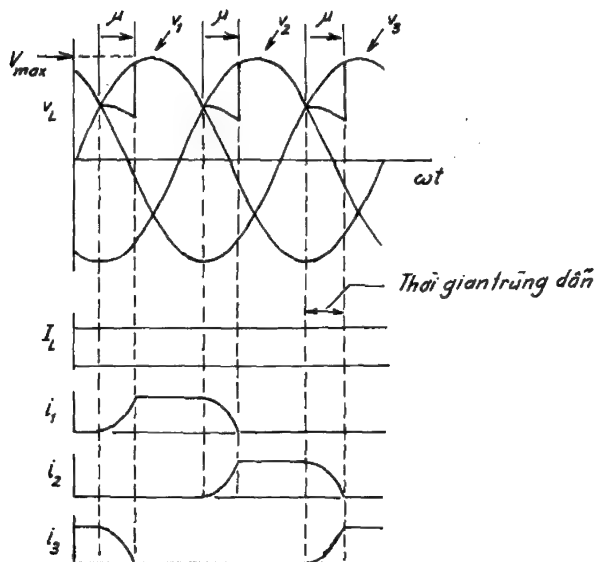
7.11.1. HIỆN TƯỢNG CHUYỂN MẠCH

Trong các mục trước ta giả thiết sự chuyển mạch của các linh kiện bán dẫn công suất tiristo hay diôt xảy ra tức thời khi u_{AK} dương và có xung mở thích hợp. Trong thực tế điện cảm của nguồn (và của tải) đã kéo dài quá trình chuyển mạch, do vậy khi một tiristo này đang giảm dần dòng điện về không thì tiristo khác lại có dòng điện tăng lên với

cùng một tốc độ. Khoảng thời gian chuyển tiếp này có sự trùng dẫn. Ta có thể thay thế nguồn xoay chiều bằng một sức điện động nối tiếp với điện cảm (bỏ qua điện trở $R \ll \omega L$). Ta xét sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia trên hình 7.24a, gồm nguồn ba pha nối với chỉnh lưu điôt D_1, D_2, D_3 qua điện cảm L . Trong quá trình chuyển mạch, i_1 tăng và i_3



a)



b)

Hình 7.24. Hiện tượng chuyển mạch
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

giảm, và được đặc trưng bằng góc chuyển mạch μ . Trong khoảng chuyển mạch, dòng điện tải là tổng dòng điện hai điôt cùng dẫn. Điện áp trên tải là trung bình của điện áp hai pha đang dẫn. Hiện tượng chuyển mạch làm giảm điện áp trung bình (hình 7.24b).

Ta giả thiết hai điôt D_1 và D_2 đang dẫn như ở hình 7.25. Bỏ qua điện áp rơi trên hai điôt, ta có phương trình :

$$u_2 - u_1 = L \cdot \frac{di}{dt} + L \cdot \frac{di}{dt} = 2L \cdot \frac{di}{dt} \quad (7.43)$$

Điện áp $u_2 - u_1$ là hiệu điện áp pha, nó bằng không ở $t = 0$ là thời điểm bắt đầu chuyển mạch. Hiệu $u_2 - u_1$ chính là điện áp dây và có giá trị cực đại bằng $\sqrt{3} U_m$.

Theo phương trình (7.43) ta có :

$$\sqrt{3} U_m \sin \omega t = 2L \cdot \frac{di}{dt} \text{ hay } di = \frac{\sqrt{3}}{2L} U_m \sin \omega t dt \quad (7.44)$$

Tích phân hai vế của (7.44) ta được :

$$i = \frac{\sqrt{3}}{2L} U_m \left(-\frac{\cos \omega t}{\omega} \right) + C \quad (7.45)$$

C là hằng số tích phân được xác định theo điều kiện đầu :

Tại $t = 0$ có $i = 0$ suy ra :

$$C = \frac{\sqrt{3}}{2\omega L} U_m \quad (7.46)$$

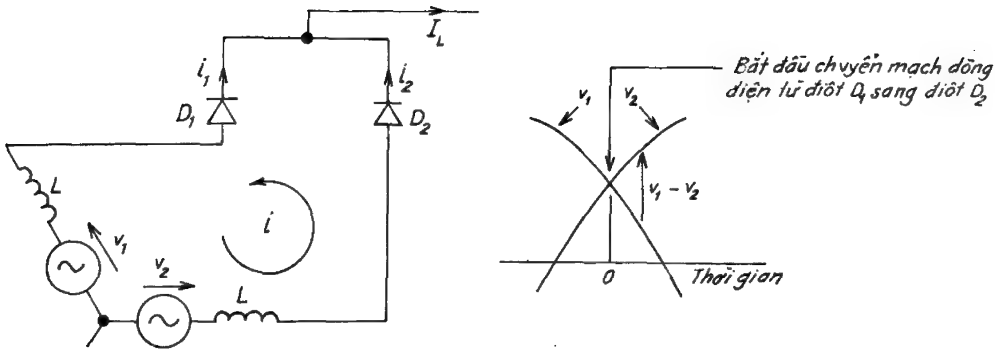
Kết quả ta được biểu thức của dòng điện i :

$$i = \frac{\sqrt{3}}{2\omega L} U_m (1 - \cos \omega t) \quad (7.47)$$

Quá trình chuyển mạch kết thúc khi $i = I_L$ với thời điểm $\omega t = \mu$ là sau một góc chuyển mạch. Suy ra :

$$I_L = \frac{\sqrt{3}}{2\omega L} U_m (1 - \cos \mu) \quad (7.48)$$

$$\text{từ đó thu được : } \cos \mu = 1 - \frac{2I_L \omega L}{\sqrt{3} U_m} \quad (7.49)$$



Hình 7.25. Quá trình chuyển mạch từ D_1 sang D_2

Hiện tượng chuyển mạch tương tự ngắn mạch hai pha. Đối với máy biến áp điện kháng thứ tự thuận và thứ tự ngược bằng nhau và bằng điện kháng ngắn mạch máy biến áp thông thường. Để xác định trị trung bình của điện áp tải trên hình 7.25. Bằng cách tích phân điện tích hai phần đường cong, một phần là đường hình sin khi hiện tượng chuyển mạch kết thúc với phần khác dạng sóng điện áp trong quá trình chuyển mạch. Trong khi chuyển mạch điện áp tải là trung bình hai điện áp hình sin, do vậy cũng hình sin, nhưng nếu lấy dạng cosin thì cận tích phân là 0 và μ và trị cực đại $U_m \sin \pi/6$, suy ra :

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\pi/6+\gamma}^{5\pi/6} U_m \sin \omega t \, d\omega t + \int_0^{\mu} U_m \sin \frac{\pi}{6} U_m \cos \omega t \, d\omega t \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} U_m (1 + \cos \mu)
 \end{aligned} \tag{7.50}$$

Nếu bỏ qua chuyển mạch, tức là $\cos \mu = 0$, thì công thức (7.50) giống (6.38).

7.11.2. HIỆN TƯỢNG TRÙNG DẪN

Có thể phân tích ảnh hưởng của điện cảm nguồn bằng biểu thức :

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \text{ do đó } \int L \cdot di = \int u \cdot dt$$

suy ra : $L \cdot I = \int u \cdot dt$

I là biến thiên dòng điện, $\int u \cdot dt$ là diện tích phía dưới đường cong điện áp tức thời của cuộn dây khi chuyển mạch (đơn vị vôn.giây). Cần trừ bớt $L \cdot I_L$ để xét đến hiện tượng chuyển mạch, suy ra :

$$U_d = \frac{3}{2\pi\omega} \left[\int_{\pi/6\omega}^{5\pi/6\omega} U_m \sin\omega t \, dt - L \cdot I_L \right] = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m - \frac{3\omega}{2\pi} L \cdot I_L \quad (7.51)$$

Thay biểu thức của I_L (7.48) ta được :

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m - \frac{3\omega L \cdot \sqrt{3}}{2\pi \cdot 2X} U_m (1 - \cos\mu) = \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} U_m (1 + \cos\mu) \end{aligned} \quad (7.52)$$

như vậy (7.52) tương tự (7.50).

Hình 7.26 cho dạng sóng của chuyển mạch chỉnh lưu ba pha có điều khiển. Với góc mở α có một điện áp xác định ngay sau khi bắt đầu chuyển mạch :

$$u_2 - u_1 = \sqrt{3} U_m \sin(\omega t + \mu) = 2L \frac{di}{dt},$$

từ đó suy ra :

$$i = \frac{\sqrt{3}}{2\omega L} U_m [\cos\alpha - \cos(\omega t + \mu)] \quad (7.53)$$

Sau khi kết thúc trùng dẫn, dòng điện $i = I_L$ và $\omega t = \mu$, suy ra :

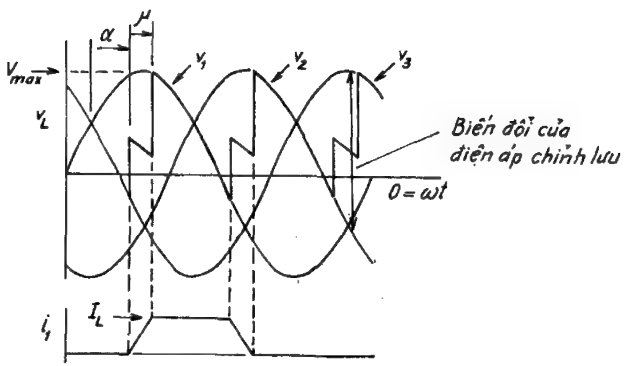
$$I_L = \frac{\sqrt{3}}{2\omega L} U_m [\cos\alpha - \cos(\gamma + \mu)] \quad (7.54)$$

So với chỉnh lưu không có điều khiển ($\alpha = 0$), góc chuyển mạch μ của chỉnh lưu có điều khiển nhỏ hơn và biến thiên dòng điện khi trùng dẫn có xu hướng trở nên tuyến tính. Điện áp trung bình của tải bằng :

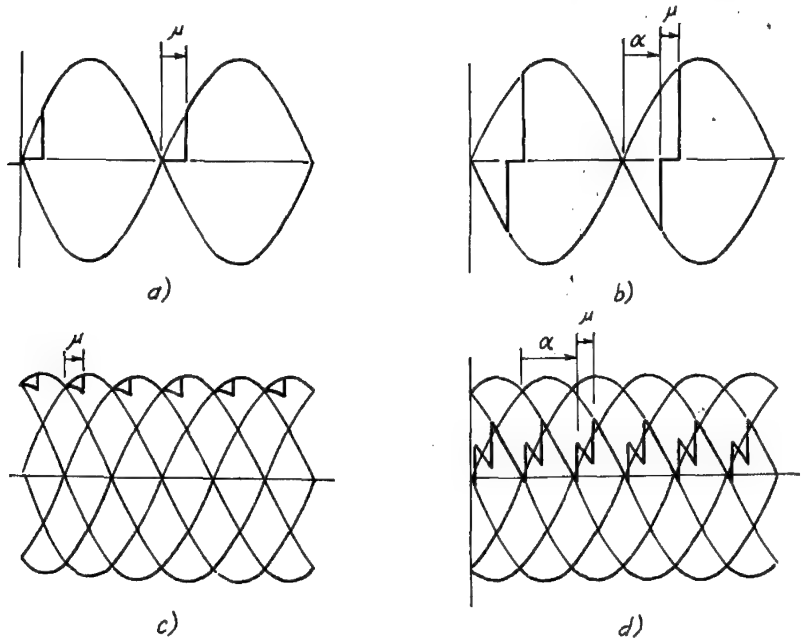
$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha+\mu}^{5\pi/6+\alpha} U_m \sin\omega t \, d\omega t + \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} U_m \sin \frac{\pi}{6} \cos\omega t \, d\omega t \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} U_m [\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu)] \end{aligned} \quad (7.55)$$

Hiện tượng chuyển mạch xảy ra trong các loại bộ chỉnh lưu. Hình 7.27 biểu diễn dạng sóng điện áp chỉnh lưu và góc chuyển mạch μ của các sơ đồ chỉnh lưu khác nhau. Khi có điôt thoát nối giữa hai cực của tải, sự chuyển mạch chậm hơn vì cần thời gian chuyển dòng từ tải về nguồn.

Khi điện áp nguồn ngược chiều biểu diễn trên hình 7.28, dòng điện i khép mạch qua điôt thoát. Kết thúc chuyển mạch dòng điện i bằng dòng điện tải I_L . Ta cũng có thể vận dụng quá trình chuyển mạch đã nghiên cứu ở trên cho



Hình 7.26. Hiện tượng trùng dẫn ở chỉnh lưu ba pha có điều khiển



Hình 7.27. Các dạng sóng điện áp điển hình mô tả quá trình chuyển mạch
 a) Chỉnh lưu một pha không điều khiển ; b) Chỉnh lưu một pha có điều khiển
 ; c) Cầu ba pha không điều khiển ; d) Cầu ba pha có điều khiển

điốt thoát D. Bỏ qua điện áp rơi của tiristo và điốt ta có :

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t$$

Tại sơ kiện $t = 0, i = 0$, điện áp trên tải có xu hướng đổi chiều. Từ đó tìm ra :

$$i = \frac{U_m}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad (7.56)$$

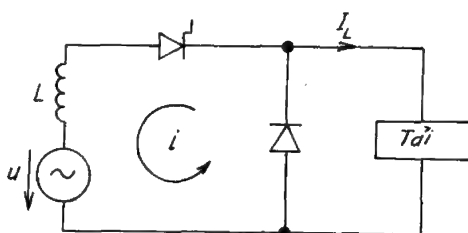
$$I_L = \frac{U_m}{\omega L} (1 - \cos \mu) \quad (7.57)$$

Bỏ qua điện áp rơi có thể gây sai số lớn, đặc biệt trong các cầu chỉnh lưu. Tiristo tiếp theo được mỗi sau khoảng dẫn của điốt thoát và dòng điện tải đến từ nguồn gây nên sự chuyển mạch khác, trong khi đó điện áp trên tải thực tế bằng không. Điện kháng của nguồn khá lớn làm cho thời gian chuyển mạch kéo dài. Trong thực tế ít khi sự chuyển mạch kéo dài quá sang lần kích mở tiếp theo.

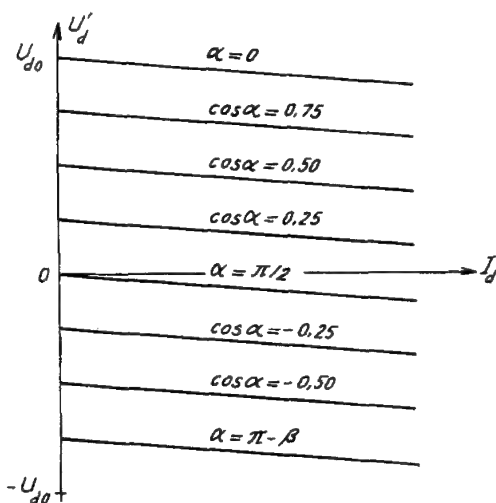
Với dòng một chiều I_d đã cho, do có điện áp rơi trên các linh kiện chỉnh lưu và do sự giảm điện áp do trùng dẫn, điện áp chỉnh lưu U_d giảm theo dòng điện chỉnh lưu và góc mở α .

7.11.3. ĐẶC TÍNH NGOÀI

Quan hệ $U_d (I_d)$ ứng với các góc mở α khác nhau gọi là đặc tính ngoài của



Hình 7.28. Vai trò điốt thoát



Hình 7.29. Đặc tính ngoài của bộ chỉnh lưu

chỉnh lưu và được cho trên hình 7.29. Bằng cách thay đổi góc mỗi α , ta có thể điều chỉnh và duy trì U_d không đổi.

Nếu độ biến thiên điện áp $\Delta U_d = 0,1U_{d0}$ ta có thể đảm bảo giữ U_d không đổi khi dòng điện biến thiên từ 0 đến I_d định mức.

Nếu làm việc ở chế độ nghịch lưu thì nguyên nhân chính gây điện áp rơi là điện kháng, vì thời gian chuyển mạch μ/ω làm giảm thời gian khóa tiristo. Nếu điện áp rơi lớn thì phải tăng góc dự trữ bằng cách hạn chế điện áp âm.

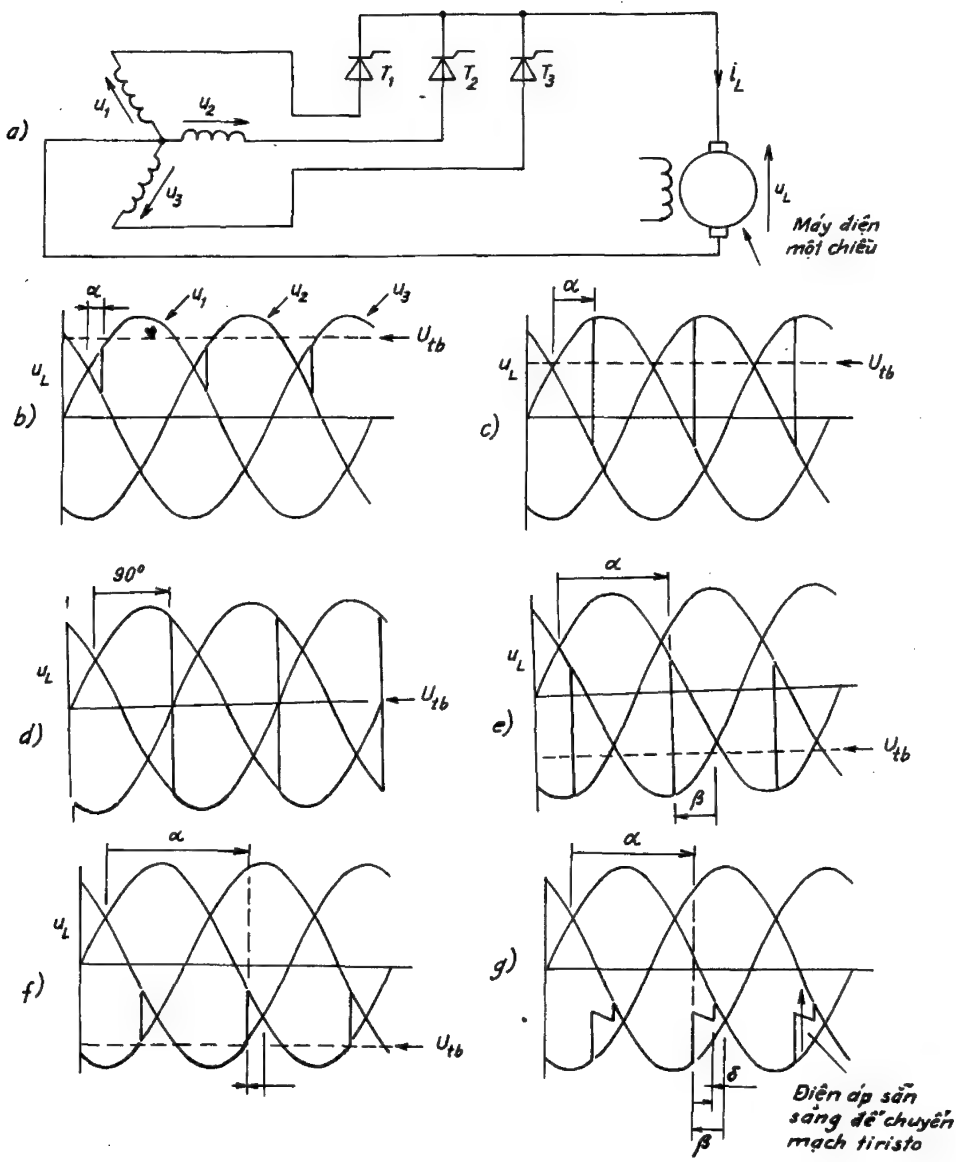
7.12. SỰ LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ NGHỊCH LƯU

Giả thiết bộ chỉnh lưu hình tia ba pha cung cấp cho tải là một động cơ điện một chiều (hình 7.30). Giả thiết dòng điện tải liên tục và góc mở biến thiên từ 0 đến gần 180° . Cho tới góc $\alpha = 90^\circ$, bộ biến đổi này còn làm việc ở chế độ chỉnh lưu, nhưng $\alpha = 90^\circ$ thì điện áp âm bằng điện áp dương và trị trung bình của điện áp bằng không. Khi $\alpha > 90^\circ$, trị trung bình của điện áp sẽ là âm cho tới khi $\alpha \rightarrow 180^\circ$. Như vậy sau khi điện áp trên tải đổi chiều, máy điện một chiều sẽ chuyển sang chế độ máy phát, ta nói bộ biến đổi chuyển sang chế độ nghịch lưu. Vì chiều dòng điện không đổi được, nó do chiều các tiristo quyết định, do đó cực tính điện áp phải thay đổi. Máy điện một chiều làm việc ở chế độ máy phát và sẽ phát công suất vào lưới điện xoay chiều. Ta không thể chuyển đổi dòng điện của tiristo, ví dụ của T_1 sang T_2 khi điện áp tức thời của pha 2 lớn hơn pha 1.

Ở $\alpha = 180^\circ$ có $u_2 = u_1$, điện áp giữa hai pha bắt đầu đổi dấu làm cho sự chuyển mạch không thể thực hiện được, do đó $\alpha = 180^\circ$ là giới hạn của sự làm việc. Ở chế độ nghịch lưu, góc mỗi vượt trước β , ta có quan hệ :

$$\beta = 180^\circ - \alpha$$

Trên hình 7.30g biểu diễn sự trùng dẫn khi chuyển mạch với góc $\delta = \beta - \mu$ tương ứng thời gian cần thiết để đảm bảo khóa tiristo khi điện áp âm. Góc δ là góc tắt dòng, thông thường $\delta > 5^\circ$.



Hình 7.30. Dạng sóng ba pha mô tả ảnh hưởng của góc mở cho đến 180° .

- a) Sơ đồ máy điện một chiều dùng làm tải của bộ chỉnh lưu ba pha ;
- b) Chỉnh lưu có góc mở nhỏ ; c) Chỉnh lưu có điện áp tức thời có đoạn âm ;
- d) Góc mở 90° $U_{tb} = 0$; e) Làm việc ở chế độ nghịch lưu U_{tb} âm ;
- f) Làm việc ở chế độ nghịch lưu tiến đến giới hạn khi $\beta \rightarrow 0$;
- g) Làm việc ở chế độ nghịch lưu và có sự chuyển mạch.

Về trị trung bình của dòng điện, điện áp ra của bộ chỉnh lưu, ta có thể coi chúng như một máy phát điện tương đương có U_d không đổi. Tuy nhiên khi có tải điện áp U_d suy giảm do :

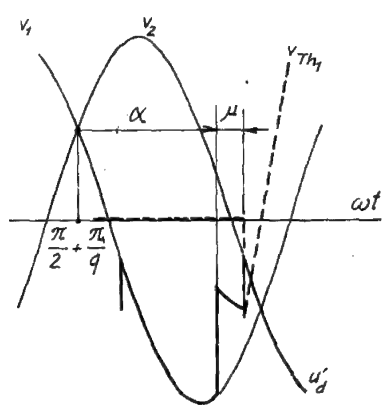
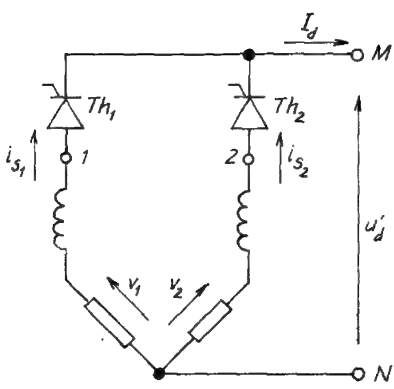
- Điện áp rơi trên các phần tử chỉnh lưu (điôt hoặc tiristo).
- Điện trở nguồn xoay chiều và dây nối.
- Điện kháng của nguồn.

Với giá trị dòng điện I_d cho trước, các điện áp rơi trên các điện trở tiristo không phụ thuộc vào góc α , nghĩa là : $\Delta u'_d = R_d I_d$.

Điện áp rơi do sự trùng dẫn cũng không phụ thuộc vào góc α . Thực vậy, ở thời điểm $\omega t = (\pi/2 + \pi/q + \alpha)$ tiristo T_2 được mở (hình 7.31), lúc này T_1 và T_2 cùng dẫn, điện áp chỉnh lưu bằng :

$$u'_d = v_1 - L \frac{di_{s1}}{dt} \tag{7.58}$$

$$u'_d = v_2 - L \frac{di_{s2}}{dt} \tag{7.59}$$



Hình 7.31. Sự trùng dẫn

Vì $I_d = i_{s1} + i_{s2}$ suy ra :

$$u'_d = \frac{v_1 + v_2}{2} , \frac{di_{s2}}{dt} , \frac{v_2 - v_1}{2L} \tag{7.60}$$

Từ các biểu thức này suy ra góc trùng dẫn :

$$\frac{di_{s2}}{dt} = -\frac{U_m}{L} \sin \frac{\pi}{q} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{q} \right) \quad (7.61)$$

$$i_2 = \frac{U_m}{\omega L} \sin \frac{\pi}{q} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{q} \right) + C$$

C là hằng số, xác định theo điều kiện đầu : $i_{s2} = 0$ ở $\omega t = \pi/2 + \pi/q + \alpha$, từ đó tìm được :

$$i_{s2} = \frac{U_m}{\omega L} \sin \frac{\pi}{q} \left[\cos \alpha - \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{q} \right) \right] \quad (7.62)$$

Kết thúc chuyển mạch ở $\omega t = \pi/2 + \pi/q + \alpha + \mu$ khi $i_{s2} = I_d$, suy ra :

$$I_d = \frac{U_m}{\omega L} \sin \frac{\pi}{q} \left[\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu) \right] \quad (7.63)$$

Góc trùng dẫn μ được xác định bởi :

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu) = \frac{\omega L I_d}{U_m \sin \frac{\pi}{q}} \quad (7.64)$$

Điện áp rơi do sự trùng dẫn T_1 và T_2 :

$$\begin{aligned} \Delta_1 u'_d &= \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha}^{\pi/2 + \alpha + \mu} \left(v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2} \right) d\omega t \\ &= \frac{q}{2\pi} U_m \sin \frac{\pi}{q} \left[\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu) \right] \end{aligned} \quad (7.65)$$

hoặc tính bằng công thức :

$$\Delta_1 u'_d = \frac{q}{2\pi} \omega L I_d \quad (7.66)$$

Quan hệ $U'_d(I_d)$ với góc mỗi α khác nhau gọi là đặc tính ngoài và được vẽ trên hình 7.29.

7.13. SO SÁNH VÀ LỰA CHỌN CÁC SƠ ĐỒ CHỈNH LƯU THEO QUAN ĐIỂM DẠNG SÓNG DÒNG ĐIỆN CHỈNH LƯU

Khi bộ chỉnh lưu làm việc với lưới xoay chiều là nguồn phát, các điều hòa dòng điện tiêu thụ công suất phản kháng, do vậy cần lựa chọn sơ đồ chỉnh lưu thích hợp với ứng dụng cụ thể.

Các điều hòa dòng sơ cấp của bộ chỉnh lưu ba pha

Độ lớn và bậc các điều hòa dòng điện trong nguồn ba pha cung cấp phụ thuộc vào chỉ số p của điện áp chỉnh lưu. Sau đây ta tóm tắt một số kết luận quan trọng.

Giả thiết điện áp nguồn ba pha :

$$u_A = U_m \sin \omega t$$

$$u_B = U_m \sin \left(\omega t - 2\pi/3 \right)$$

$$u_C = U_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right), \text{ với } \omega t = 2\pi.$$

Bộ chỉnh lưu tạo nên các dòng nguồn xoay chiều i_A, i_B, i_C không sin nhưng giống nhau ở khoảng $1/3$ chu kỳ. Ta cũng giả thiết chỉnh lưu lý tưởng (không tổn hao và không có điện kháng tích phóng năng lượng), do đó công suất tức thời ở đầu ra và đầu vào bằng nhau.

Bây giờ ta xét bậc các điều hòa. Nếu chỉnh lưu diôt và điện áp chỉnh lưu u'_d với chỉ số p thì khai triển Fourier là :

$$u_d = U_{d0} + U_{dpm} \sin (p\omega t + \Psi_{kp}) + \dots + \\ + u_{dkpm} \sin (kp\omega t + \Psi_{kp}) + \dots \quad (7.67)$$

với :

$$u_{dkpm} = U_{d0} \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \quad (7.68)$$

Dòng điện lấy từ lưới :

$$I_A = I_{1m} \sin (\omega t + \varphi_1) + I_{2m} \sin (2\omega t + \varphi_2) + \\ + \dots + I_{hm} \sin (h\omega t + \varphi_h) + \dots \quad (7.68)$$

i_B và i_C được suy ra từ i_A nhưng góc lệch là $-2\pi/3$ và $-4\pi/3$.

Nếu thay các diôt bằng tiristo có mỗi trễ α thì ta có :

$$u'_d = u'_{d0} + u'_{dpm} \sin (p\omega t + \Psi_p) + u'_{dkpm} \sin (kp\omega t + \Psi'_{kp}) \quad (7.69)$$

với :

$$U'_{d0} = U_{d0} \cos \alpha; \quad U'_{dkpm} \cos \alpha \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg} \alpha} \quad (7.70)$$

Với dòng điện I_d cho trước, dòng i'_A, i'_B, i'_C sẽ cùng dạng sóng điện áp trong trường hợp chỉnh lưu điôt, chúng đều chậm pha một góc α , trong biểu thức của i_A, i_B, i_C cần thay ωt bằng $\omega t - \alpha$. Công suất tức thời ở đầu ra sơ đồ là :

$$p = I_d u'_d = I_d U'_{d0} + I_d U'_{dpm} \sin(p\omega t + \Psi'_p) + \dots + \\ + I_d U'_{dkpm} \sin(kp\omega t + \Psi'_{kp}) + \dots \quad (7.71)$$

p là tổng công suất trung bình $U'_{d0} I_d$ và các thành phần xoay chiều có tần số $p\omega, 2p\omega \dots kp\omega$. Công suất tức thời đưa vào sơ đồ bằng :

$$p = v_A i'_A + v_B i'_B + v_C i'_C \\ p = V_m \sin \omega t \left[I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1 - \alpha) + I_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_2 - 2\alpha) + \dots \right] \\ + V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \left[I_{1m} \sin\left(\omega t + \varphi_1 - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ \left. + I_{2m} \sin\left(2\omega t + \varphi_2 - 2\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) + \dots \right] + V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \times \\ \times \left[I_{1m} \sin\left(\omega t + \varphi_1 - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) + \right. \\ \left. + I_{2m} \sin\left(2\omega t + \varphi_2 - 2\alpha - \frac{8\pi}{3}\right) + \dots \right] \quad (7.72)$$

nhóm các số hạng cùng tần số :

$$p = 3V.I_1 \cos(\varphi_1 - \alpha) \quad (7.73)$$

$$- 3V.I_2 \cos(3\omega t + \varphi_2 - 2\alpha) + 3V.I_4 \cos(3\omega t + \varphi_4 - 4\alpha) \\ - 3V.I_5 \cos(6\omega t + \varphi_5 - 5\alpha) + 3V.I_7 \cos(6\omega t + \varphi_7 - 7\alpha) - \dots \\ \mp 3V.I_h \cos(h \pm 1)\omega t + \varphi_h - h\alpha] - \dots$$

với : $V = V_m / \sqrt{2}, I_1 = I_{1m} / \sqrt{2}, I_h = I_{hm} / \sqrt{2}$.

Nếu các số hạng của (7.72) và (7.73) cùng tần số, ta nhận thấy :

- Thành phần cơ bản I_1 ứng với công suất trung bình của sơ đồ.
- Chỉ có thể tồn tại các điều hòa dòng điện bậc $h \pm 1 = kp$.

Trong biểu thức dòng điện có :

Các điều hòa 2 và 4, 5 và 7, 8 và 10... nếu $p = 3$ (chỉnh lưu ba pha hình tia) ;

Các điều hòa 5 và 7, 11 và 13, 17 và 19 nếu $p = 6$ (chỉnh lưu 6 pha) ;

Các điều hòa 8 và 10, 17 và 19, 26 và 28 nếu $p = 9 \dots$

Mỗi đôi sóng điều hòa ứng với một thành phần xoay chiều trong khai triển chuỗi của $u'_d I_d$. Bây giờ ta có thể xác định được dòng điện cơ bản và bậc p . Ta có :

$$3V.I_1 \cos(\varphi_1 - \alpha) = I_d U'_{d0} = I_d u_{d0} \cos \alpha \quad (7.74)$$

Để thỏa mãn phương trình này với α bất kỳ cần có $\varphi_1 = 0$, suy ra :

$$I_1 = I_d \frac{U_{d0}}{3V} \quad (7.75)$$

Trong bộ chỉnh diôt, thành phần cơ bản trùng pha với điện áp, còn trong chỉnh lưu tiristo sẽ chậm pha một góc α .

Cân bằng các thành phần tần số $k\omega$ ta có :

$$\begin{aligned} 3V \left\{ -I_{kp-1} \cos[k\omega t + \varphi_{kp-1} - (kp - 1)\alpha] \right. \\ \left. + I_{kp+1} \cos[k\omega t + \varphi_{kp+1} - (kp + 1)\alpha] \right\} = \\ = I_d U'_{dkpm} \sin(k\omega t + \Psi_{kp}). \end{aligned} \quad (7.76)$$

với α bất kỳ.

Với $\alpha = 0$ và $k\omega t = 0$ rồi bằng $\pi/2$ ta có :

$$\begin{aligned} 3V(-I_{kp-1} \cos \varphi_{kp-1} + I_{kp+1} \cos \varphi_{kp+1}) &= I_d U_{dkpm} \sin \Psi'_{kp} \\ 3V(I_{kp-1} \sin \varphi_{kp-1} - I_{kp+1} \sin \varphi_{kp+1}) &= I_d U_{dkpm} \cos \Psi'_{kp}. \end{aligned} \quad (7.77)$$

Lấy bình phương và thêm thành phần (7.76) vào I_1 ta được :

$$I_{kp-1}^2 + I_{kp+1}^2 - 2I_{kp-1}I_{kp+1} \cos(\varphi_{kp-1} - \varphi_{kp+1}) = \left(I_1 \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \right)^2 \quad (7.78)$$

Tiến hành tương tự với $\alpha \neq 0$ ta được :

$$\begin{aligned} I_{kp-1}^2 + I_{kp+1}^2 - 2I_{kp-1}I_{kp+1} \cos(\varphi_{kp-1} - \varphi_{kp+1} + 2\alpha) \\ = \left(I_1 \frac{2 \cos \alpha}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \tan^2 \alpha} \right)^2 \end{aligned} \quad (7.79)$$

Trừ các biểu thức (7.77) và (7.78) sau khi đơn giản hóa được :

$$I_{kp-1}I_{kp+1}\sin(\varphi_{kp-1} - \varphi_{kp+1} + \alpha) = I_1^2 \frac{\sin\alpha}{k^2p^2 - 1} \quad (7.80)$$

Để biểu thức (7.80) đúng với α bất kỳ cần có :

$$\varphi_{kp-1} = \varphi_{kp+1} \quad (7.81)$$

Quan hệ (7.78) và (7.79) bây giờ trở thành :

$$(I_{kp-1} - I_{kp+1})^2 = \left(I_1 \frac{2}{k^2p^2 - 1} \right)^2 \quad (7.82)$$

$$I_{kp-1}I_{kp+1} = \frac{I_1^2}{k^2p^2 - 1} \quad (7.83)$$

Từ (7.82) và (7.83) ta tìm được :

$$I_{kp-1} = \frac{I_1}{kp - 1} \text{ và } I_{kp+1} = \frac{I_1}{kp + 1} \quad (7.84)$$

Các điều hòa tồn tại có giá trị tỷ lệ nghịch với bậc của nó :

$$I_h = \frac{I_1}{h} \quad (7.85)$$

Đối với các chỉnh lưu bán điều khiển, điện áp chỉnh lưu u'_d ở đầu ra của cầu là tổng của u_{d1} và u_{d2} , tương ứng bằng $v_M - v_0$ và $v_0 - v_N$.

Công suất tức thời lấy từ nguồn bằng tổng $u_{d1}I_d + u_{d2}I_d$, còn dòng xoay chiều là tổng của các thành phần ứng với $u_{d1}I_d$ và $u_{d2}I_d$.

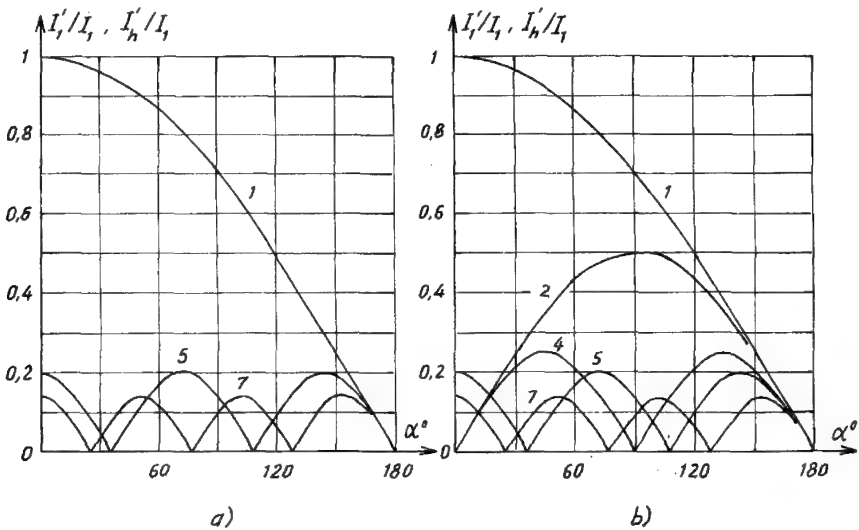
Nếu $\alpha = 0$, điện áp chỉnh lưu có các phần trùng pha. Nếu q chẵn, $\alpha = 0$, các điện áp u_{d1} và u_{d2} cùng chỉ số p cùng dạng sóng và trùng pha. Dòng điện tương ứng u_{d1} và u_{d2} là tổng của hai dòng điện cùng pha :

$$I_1 = I_d U_{d0}/3V ; I_h = I_1/h, \text{ với } h = kp \pm 1 \quad (7.86)$$

Khi $\alpha \neq 0$, các dòng điện có thêm cùng dạng sóng nhưng lệch pha α so với sóng cơ bản. Để tìm các giá trị I'_1 hay I'_h mới của sóng cơ bản bay điều hòa bậc h , cần thêm hai thành phần hình sin có giá trị $I_1/2$ hoặc $I_h/2$ lệch pha α hoặc $h\alpha$:

$$I'_1 = I_1 \cos(\alpha/2) ; I'_h = I_h \cos(h\alpha/2) \quad (7.87)$$

Hình 7.32a cho I'_1/I_1 , I'_5/I_1 và I'_7/I_1 theo α với $p = 6$.



Hình 7.32. Các điều hòa dòng điện theo góc mở

Khi $\alpha = 0$, các điện áp chỉnh lưu lệch pha π/p .

Nếu q lẻ, các điện áp u_{d1} và u_{d2} có chỉ số $p = q$, nhưng với $\alpha = 0$ các sóng lệch pha π/p và u'_d có chỉ số $2p$, ngay sau khi $p \neq 0$, u'_d có chỉ số p và tích $u'_d I_d$ có các thành phần xoay chiều bội $p\omega$.

Khi $\alpha = 0$, hai thành phần cơ bản trùng pha, các điều hòa bậc $kp \pm 1$ lệch pha $kp\pi/p$; Khi $\alpha \neq 0$, các thành phần cơ bản lệch pha α và các điều hòa bậc h lệch pha $k\pi + h\alpha$. Từ đó suy ra :

$$I'_1 = I_1 \cos \frac{\alpha}{L} ; I'_{kp \pm 1} \cos \left[k \frac{\pi}{2} + (kp \pm 1) \frac{\alpha}{2} \right] \tag{7.88}$$

Hình 7.32b cho biến thiên của I'_1 , I'_2 , I'_4 , I'_5 và I'_7 theo α với $p = 3$.

Ví dụ 7.1

Cho sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha (hình 7.5a), trong đó hai điện áp nguồn $V_m \sin \omega t$ và $-V_m \sin \omega t$ được chỉnh lưu cung cấp cho tải R-L.

1. Tính góc mở α , điện áp một chiều U'_{d0} của điện áp chỉnh lưu trung bình và vẽ đặc tính điều chỉnh $U'_{d0} = f(\alpha)$.
 2. Tìm biểu thức của dòng điện chỉnh lưu i_d .
- Tải cho trong ba trường hợp sau :

a) Điện cảm vô cùng lớn.

b) Thuận trở.

$$c) Q = \frac{\omega L}{R} = 1 \text{ và bằng } \sqrt{3}.$$

Giải :

a) Khi tải thuần cảm :

$$U'_{d0} = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$

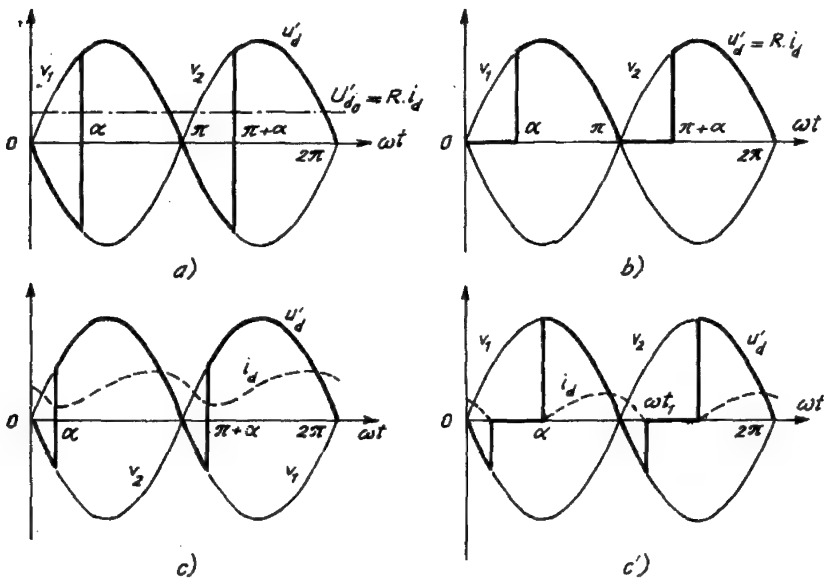
(đường ABC trên hình 7.34), $i_d = \frac{U'_{d0}}{R}$.

b) Khi tải thuần trở :

$$U'_{d0} = U'_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \text{ (đường ADC ở hình 7.34).}$$

$$i_d = 0 \text{ khi } 0 < \omega t < \alpha \text{ và } i_d = V_m \frac{\sin \omega t}{R} \text{ khi } \alpha < \omega t < \pi.$$

$$c) \text{ Khi tải R-L : Tính } Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}, Q = \frac{\omega L}{R} = \operatorname{tg} \varphi$$



Hình 7.33

- Dẫn liên tục (hình 7.33c), nếu $\alpha < \varphi$:

$$U'_{d0} = U_{d0} \cos \alpha$$

$$i_d = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + 2 \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi - \alpha) \times \\ \times \frac{\exp(-\omega t - \alpha/Q)}{1 - \exp(-\pi/Q)} \text{ khi } \alpha < \omega t < \pi + \alpha,$$

tương ứng với các đoạn AE và AE'.

- Dẫn gián đoạn (hình 7.33c') với $\varphi < \alpha < \pi$:

$$U'_{d0} = U_{d0} \frac{\cos \alpha - \cos \omega t_1}{2}$$

$$\frac{\sin(\omega t_1 - \alpha)}{\sin(\alpha - \varphi)} = \exp\left(\frac{\alpha - \omega t_1}{Q}\right)$$

$$i_d = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \exp\left(\frac{-\omega t - \alpha}{Q}\right) \right]$$

tương ứng các đoạn EFC hay E'F'C' trên hình 7.34.

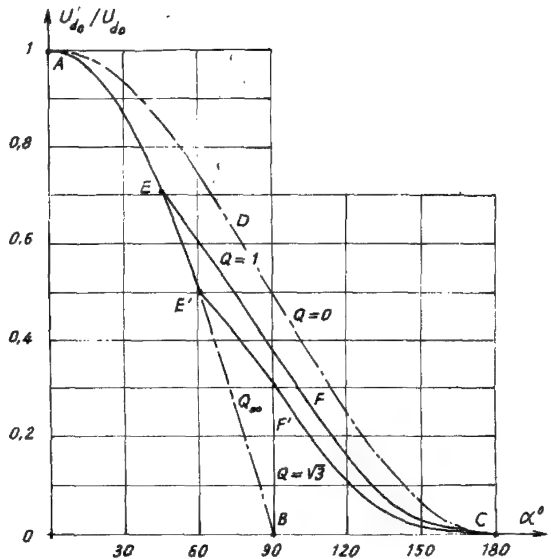
Ví dụ 7.2

Để điều khiển điện áp tải một chiều từ cực đại đến một phần tư cực đại, ta dùng cầu ba pha bán điều khiển. Xác định dòng điện qua diốt chuyển mạch, giả thiết $I_d = 20 \text{ A}$ không đổi.

Giải :

Vì điện áp một chiều U_d tỷ lệ với $1 + \cos \alpha$, do đó ta có quan hệ :

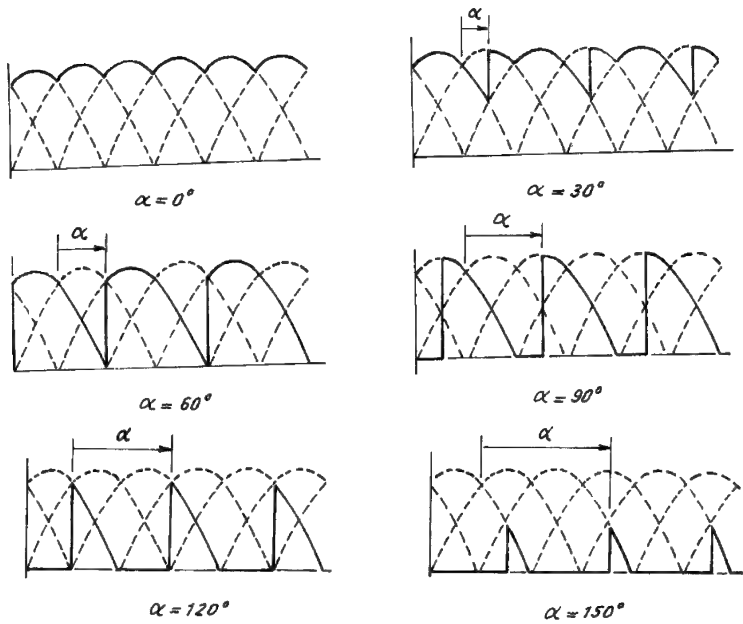
$$\frac{1}{4} = \frac{1 + \cos \alpha}{1 + \cos 0}$$



Hình 7.34

suy ra $\alpha = 120^\circ$.

Trên hình 7.35 khi $\alpha = 120^\circ$, điôt sẽ chuyển mạch trong khoảng 60° , trong các khoảng điện áp bằng không, dòng điện hiệu dụng qua điôt bằng $\left(\frac{20^2 + 0^2}{2}\right)^{1/2} = 14,14 \text{ A}$.



Hình 7.35.

Ví dụ 7.3

Chính lưu cầu một pha có điều khiển (hình 7.8) có góc chuyển mạch $\mu = 30^\circ$, góc mở $\alpha = 0^\circ$. Xác định góc chuyển mạch khi $\alpha = 45^\circ$, dòng I_d không đổi.

Vẽ dạng sóng điện áp và dòng điện trong cả hai trường hợp.

Giải :

Theo phương trình xác định góc chuyển mạch :

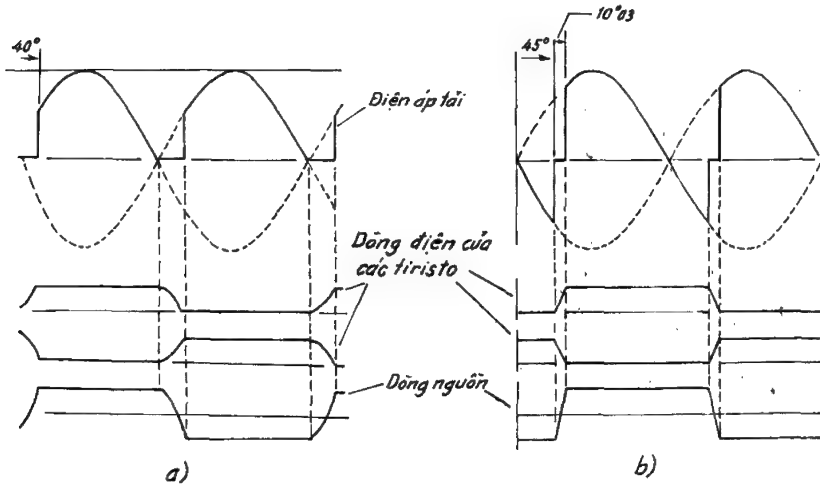
$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2\omega L \cdot I_L}{\sqrt{3} U_m}$$

Với dòng điện I_L không đổi không phụ thuộc vào góc mở, suy ra :

$$\cos 0^\circ - \cos(0^\circ + 30^\circ) = \cos 45^\circ - \cos(45^\circ + \mu)$$

suy ra $\mu = 10,03^\circ$ khi góc mở $\alpha = 45^\circ$.

Dạng sóng điện áp và dòng điện khi chuyển mạch cho trên hình 7.36.



Hình 7.36. Dòng điện và điện áp chuyển mạch

Ví dụ 7.4

Đặt điện áp nguồn 425 V, 50 Hz vào bộ chỉnh lưu cầu ba pha có điều khiển (hình 7.14). Điện cảm của nguồn $L = 0,9$ mH. Bỏ qua các điện áp rơi.

a) Vẽ đồ thị $U_d(\alpha)$, cho $I_d = 60$ A.

b) Khi $\alpha = 30^\circ$, vẽ $U_d(I_d)$.

c) Vẽ dạng sóng điện áp tải, điện áp trên tiristo và điện áp dây với $\alpha = 30^\circ$, $I_d = 60$ A.

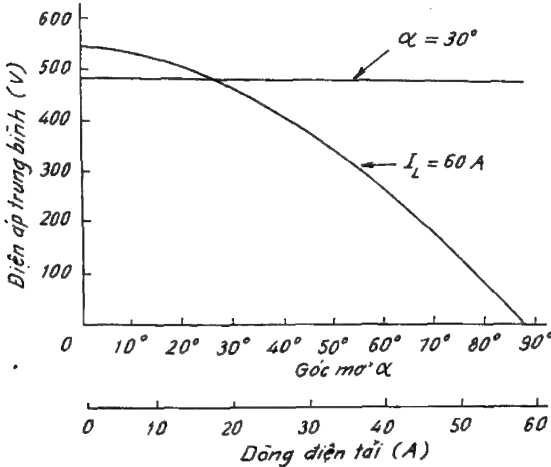
Giải :

$$a) U_d = \frac{pU_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha - \frac{pX}{2\pi} I_L, \text{ với } X = \omega L$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{6 \cdot 415 \sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha = \\
 &= \frac{6 \cdot 314 \cdot 0,9 \cdot 10^{-3}}{2\pi} I_L = 560,45 \cos \alpha - 16,2 .
 \end{aligned}$$

b) $U_d = 485,4 - 027I_L$.

Đồ thị đặc tính $U_d(I_d)$ được cho trên hình 7.37.



Hình 7.37. Đặc tính $U_d(I_d)$

c) Khi $\alpha = 30^\circ$, $I_L = 60$ A, ta có :

$$\omega L I = U_m \sin \frac{\pi}{6} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

$$314 \cdot 0,9 \cdot 10^{-3} \cdot 60 = 415 \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{6} [\cos 30^\circ - \cos(30 + \mu)],$$

suy ra $\mu = 6,08^\circ$.

Hình 7.38 biểu diễn dạng sóng điện áp nguồn, các tiristo trên tải và trên các tiristo.

Ví dụ 7.5

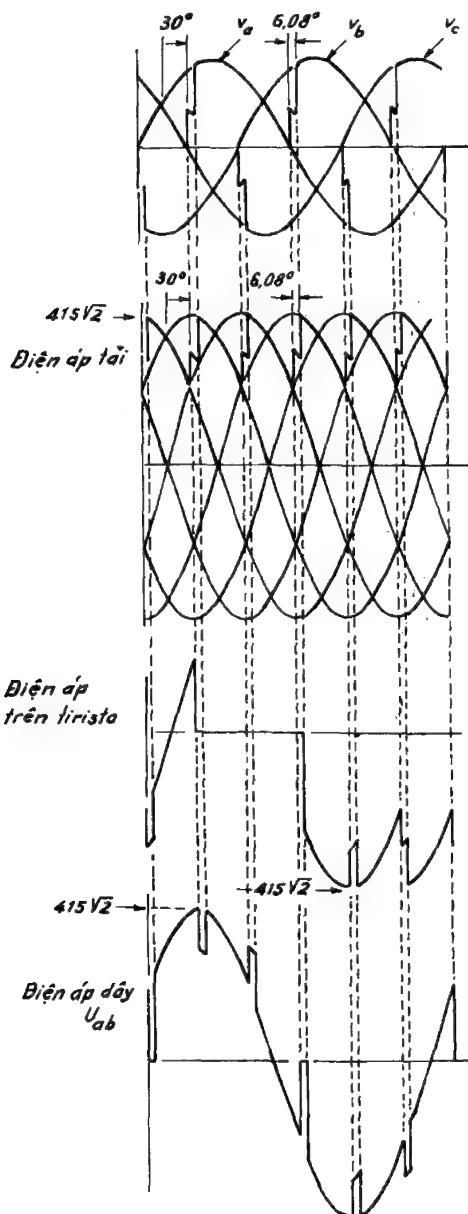
Bộ biến đổi một pha có điều khiển nối vào nguồn 240 V. Biểu diễn dạng sóng của tiristo và của máy phát điện một chiều khi góc mở vượt trước 45° , góc chuyển mạch $\mu = 10^\circ$. Tính U_d của máy phát điện, điện áp rơi $\Delta U = 1,5$ V, dòng điện không đổi.

Giải :

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{145^\circ}^{315^\circ} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{145^\circ}^{315^\circ} 240 \sqrt{2} \sin \omega t d\omega t = -164,9 \text{ V}$$

Điện áp trung bình của máy phát là :

$$164,9 + 2 \cdot 1,5 = 167,9 \text{ V.}$$



Hình 7.38. Dạng sóng điện áp

Chương 8

THIẾT KẾ BỘ CHỈNH LƯU CÔNG SUẤT

Chương này trình bày chi tiết việc vận dụng lý thuyết đã trình bày trong các chương trước vào việc thiết kế một bộ chỉnh lưu công suất hoàn chỉnh. Đây là các bước tính toán đã được tổng kết qua kinh nghiệm hướng dẫn thiết kế nhiều năm ở bộ môn Thiết bị Điện-Điện tử, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội.

8.1. NỘI DUNG THIẾT KẾ

Để tiến hành thiết kế cần thực hiện các bước sau đây :

1. Tìm hiểu công nghệ của tải mà bộ nguồn phải cấp điện ;
2. Chọn sơ đồ mạch động lực ;
3. Tính chọn các thiết bị cơ bản của mạch động lực, bao gồm :
 - Tính chọn các thông số định mức cơ bản của các linh kiện bán dẫn công suất ;
 - Tính toán máy biến áp nguồn, cuộn kháng, bộ lọc (nếu cần) ;
 - Tính chọn các thiết bị đóng cắt, bảo vệ.
4. Tính toán các đặc tính vận hành cơ bản của bộ chỉnh lưu : Đặc tính ngoài, đặc tính điều khiển, hiệu suất, $\cos\varphi$, sóng hài...
5. Thiết kế tính chọn mạch điều khiển ;
6. Thiết kế kết cấu tủ điện, bố trí làm mát ;

Sau đây sẽ trình bày chi tiết thiết kế qua các ví dụ cụ thể.

8.2. MÔ TẢ KHÁI QUÁT CÔNG NGHỆ CỦA TẢI

Khi nhận được nhiệm vụ và nội dung thiết kế, người thiết kế cần tìm hiểu tài liệu về loại tải, trong các tài liệu chuyên khảo của loại tải cần phải thiết kế bộ nguồn cấp điện.

Điều quan trọng là phải có hiểu biết về loại tải mà mình phục vụ, những đặc điểm cơ bản, những yêu cầu của tải đối với nguồn điện (chẳng hạn như trị số hay hình dáng dòng điện có gì đặc biệt, độ ổn định và vùng điều chỉnh điện áp trên tải...).

Ví dụ : Thiết kế nguồn chỉnh lưu cho tải mạ điện. Người thiết kế cần tìm hiểu các giáo trình chuyên ngành điện hóa, chuyên sâu mạ điện, để có hiểu biết cơ bản cần thiết về mạ điện. Những kiến thức tối thiểu mà người thiết kế cần biết là có những phương pháp mạ nào hiện nay đang dùng, mạ điện là gì? Cấu trúc một bể mạ như thế nào? Dòng điện cần chạy qua bể phụ thuộc những yếu tố nào? Điện áp cần cấp cho bể mạ là điện một chiều. Tải mạ điện thuộc loại tải R-C-E. Tuy nhiên điện trở trong của bể mạ nhỏ do đó hằng số thời gian nạp, xả tụ rất nhỏ, cho nên có thể coi ảnh hưởng của tụ là không đáng kể. Sức điện động E trong bể mạ thường nhỏ nên cũng có thể bỏ qua.

8.3. LỰA CHỌN SƠ ĐỒ THIẾT KẾ

Trên cơ sở những hiểu biết đã thu được ở phần tìm hiểu công nghệ, tiến hành chọn sơ đồ thiết kế. Đây là khâu quan trọng nhất quyết định sự đúng đắn của toàn bộ thiết kế. Để có thể làm tốt được việc này, trước tiên cần xác định loại nguồn thiết kế là loại nguồn nào trong các loại nguồn cơ bản : chỉnh lưu ; điều khiển điện áp xoay chiều ; băm áp một chiều hay thiết bị biến tần.

Sau khi xác định được nguồn cơ bản tiến hành nghiên cứu tương đối chi tiết về loại nguồn đó.

Ví dụ : Thiết kế bộ nguồn cho tải mạ điện, sau khi tìm hiểu về công nghệ mạ, ta biết rằng loại nguồn cơ bản cho mạ điện là điện một chiều. Máy phát điện một chiều với nhược điểm : cổ góp mau hỏng ; thiết bị công

kênh ; làm việc có tiếng ồn lớn... hiện nay không được dùng trong thực tế. Chính lưu với các ưu điểm : thiết bị gọn nhẹ ; tác động nhanh ; dễ tự động hóa ; dễ điều khiển và ổn định dòng và áp... được dùng nhiều để làm nguồn cấp cho tải mạ điện...

Để có thể chọn được sơ đồ phù hợp, cần tiến hành phân loại tất cả các loại sơ đồ chỉnh lưu hiện có, bao gồm chỉnh lưu một nửa chu kỳ, chỉnh lưu cả chu kỳ với biến áp có điểm giữa, chỉnh lưu cầu một pha, chỉnh lưu tia ba pha, chỉnh lưu tia sáu pha, chỉnh lưu cầu ba pha... Khi tìm hiểu phân loại cần chú ý : các thông số cơ bản của sơ đồ, đặc điểm của sơ đồ khi có và không có điều khiển, hoạt động của sơ đồ, ưu nhược điểm của sơ đồ. Qua phân tích ưu, nhược điểm của các sơ đồ, tiến hành chọn sơ đồ hợp lý cho tải.

Căn cứ để chọn sơ đồ thiết kế là :

- Yêu cầu của tải về chất lượng nguồn cấp, dải điều khiển, độ ổn định dòng điện và điện áp tải.

- Các thông số cơ bản của tải : công suất, điện áp, dòng điện, độ dập mạch cho phép.

- Loại nguồn cấp : một chiều hay xoay chiều, một pha hay ba pha, trị số điện áp và tần số.

- Khả năng có thể có về nguồn vật tư linh kiện, nhất là các van bán dẫn động lực.

- Giá thành, kích thước.

- Các căn cứ khác.

Một số gợi ý về cách lựa chọn sơ đồ :

Chỉnh lưu một pha thường được chọn khi nguồn cấp là lưới điện một pha, hoặc công suất không quá lớn so với công suất lưới (làm mất đối xứng điện áp lưới) và tải không có yêu cầu quá cao về chất lượng điện áp một chiều.

Trong chỉnh lưu một pha, nếu tải có dòng điện lớn và điện áp thấp thì sơ đồ một pha chỉnh lưu cả chu kỳ với biến áp có điểm giữa ưu điểm hơn. Bởi vì trong sơ đồ này tổn hao trên van bán dẫn ít hơn, nên công suất tổn

hao trên van so với công suất tải nhỏ hơn, điện áp ngược của van lớn (nếu điện áp cao mà chọn sơ đồ này có thể không chọn được van bán dẫn). Nếu tải có điện áp cao và dòng điện nhỏ, chọn sơ đồ cầu chỉnh lưu một pha hợp lý hơn, vì hệ số điện áp ngược của van trong sơ đồ cầu nhỏ hơn, do đó dễ chọn van hơn.

Khi sử dụng sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha, đối với những tải không cần làm việc ở chế độ nghịch lưu hoàn trả năng lượng về lưới, để dễ điều khiển nên chọn sơ đồ chỉnh lưu cầu điều khiển không đối xứng. Vì trong sơ đồ này tại mỗi thời điểm phát xung điều khiển chỉ cần cấp một xung (ở chỉnh lưu cầu một pha điều khiển đối xứng phải cấp hai xung điều khiển đồng thời cho hai tiristo). Chỉnh lưu cầu một pha điều khiển đối xứng được dùng nhiều đối với các loại tải có làm việc ở chế độ nghịch lưu hoàn trả năng lượng về lưới, như động cơ điện một chiều chẳng hạn.

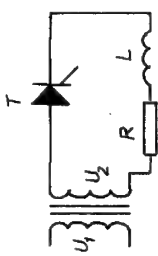
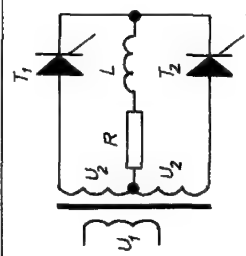
Đối với các loại tải có điện cảm lớn (ví dụ như cuộn dây kích từ của máy điện), để lợi dụng năng lượng của cuộn dây xả ra và bảo vệ van khi mất điện đột ngột, người ta thường chọn phương án mắc thêm một diôt ngược song song với tải.

Các sơ đồ chỉnh lưu ba pha thường được chọn khi nguồn cấp là lưới ba pha công nghiệp và khi tải có yêu cầu cao về chất lượng điện áp một chiều.

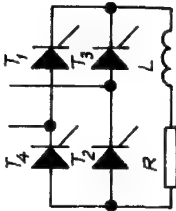
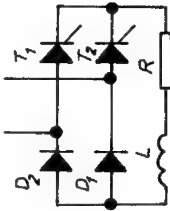
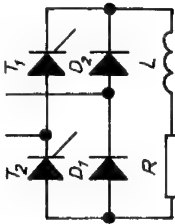
Chỉnh lưu tia ba pha thường được lựa chọn khi công suất tải không quá lớn so với biến áp nguồn cấp (để tránh gây mất đối xứng cho nguồn lưới), và khi tải có yêu cầu không quá cao về chất lượng điện áp một chiều. Đối với các loại tải có điện áp một chiều định mức 220 V, sơ đồ tia ba pha ưu điểm hơn tất cả. Bởi theo sơ đồ này, khi chỉnh lưu trực tiếp từ lưới ta có điện áp một chiều là $220 \text{ V} \times 1,17 = 257,4 \text{ V}$. Để có điện áp 220 V không nhất thiết phải chế tạo biến áp, chỉ cần chế tạo ba cuộn kháng anôt của van là đủ.

Chỉnh lưu cầu ba pha sẽ được chọn khi cần chất lượng điện áp một chiều tốt, vì đây là sơ đồ có chất lượng điện áp ra tốt nhất trong các sơ đồ chỉnh lưu thường gặp. Để giảm tiết diện dây quấn thứ cấp biến áp, các cuộn dây thứ cấp biến áp có thể đấu tam giác (Δ). Với sơ đồ

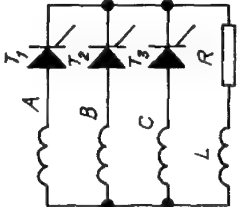
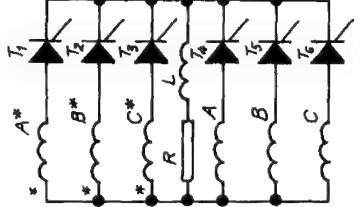
Bảng 8.1. Các hệ số cơ bản của các sơ đồ chỉnh lưu

Tên sơ đồ	Sơ đồ	Điện áp tải được tính U_d			Hệ số điện áp		
		Tải thuần trở		Tải điện cảm (dòng liên tục)	chỉnh lưu	so với điện áp tải	so với điện áp xoay chiều
		Dòng điện liên tục	Dòng điện gián đoạn		$k_u = U_{d0}/U_{2f}$	$k_{u1} = U_n/U_{d0}$	$k_{u2} = U_n/U_{2f}$
1	2	3	4	5	6	7	8
Chỉnh lưu nửa chu kỳ		$U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$		$U_{d0} \cdot \cos \alpha$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}$	π	$\sqrt{2}$ 1,41
Chỉnh lưu cả chu kỳ với biến áp có điểm giữa		$U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$		$U_{d0} \cdot \cos \alpha$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	π	$2\sqrt{2}$ 2,82

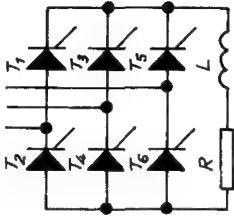
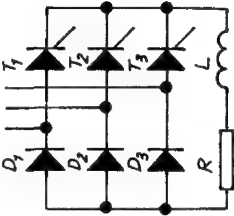
Tiếp bảng 8.1.

1	2	3	4	5	6	7	8
Chính lưu cầu một pha điều khiển đối xứng		$U_{do} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$		$U_{do} \cdot \cos \alpha$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{2}$
						0,9	1,57
Chính lưu cầu một pha điều khiển không đối xứng		$U_{do} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$			$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{2}$
					0,9	1,57	1,41

Tiếp bảng 8.1.

1	2	3	4	5	6	7	8
Chính lưu tia ba pha		$U_{d0} \cos \alpha$ khi $\alpha < \frac{\pi}{6}$	$\frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \right]$ khi $\alpha > \frac{\pi}{6}$	$U_{d0} \cos \alpha$	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\sqrt{6}$ 2,45
Chính lưu tia sáu pha		$U_{d0} \cos \alpha$ khi $\alpha < \frac{\pi}{3}$	$U_{d0} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{6} - \alpha \right) \right]$ khi $\alpha > \frac{\pi}{3}$	$U_{d0} \cos \alpha$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{3}$	$2\sqrt{2}$ 2,82

Tiếp bảng 8.1.

1	2	3	4	5	6	7	8
Chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển đối xứng		$U_{do}\cos\alpha$ khi $\alpha < \frac{\pi}{3}$	$U_{do}\left[1+\sin\left(\frac{\pi}{6}-\alpha\right)\right]$ khi $\alpha > \frac{\pi}{3}$	$U_{do}\cos\alpha$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi}$	$\frac{\pi}{3}$	$\sqrt{6}$
Chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển không đối xứng		$U_{do}\cdot\frac{1+\cos\alpha}{2}$			$\frac{3\sqrt{6}}{\pi}$	$\frac{\pi}{3}$	$\sqrt{6}$


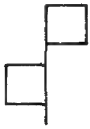
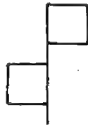

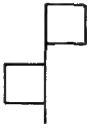
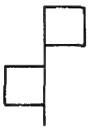



Bảng 8.2. Các hệ số dòng điện và biến áp của các sơ đồ chỉnh lưu

Tên sơ đồ	Hệ số dòng điện						Hệ số công suất			
	Van bán dẫn			Thứ cấp biến áp		Số cấp biến áp		$k_s = \frac{S_{ba}}{P_{dmax}}$	$k_{s1} = \frac{S_{1ba}}{P_{dmax}}$	$k_{s12} = \frac{S_{2ba}}{P_{dmax}}$
	Hình dáng dòng điện	Trung bình $K_{tb} = I_v/I_d$	Hiệu dụng $k_{hd} = I_{hd}/I_d$	Hình dáng dòng điện	$k_2 = I_2/I_d$	Hình dáng dòng điện	$k_1 = I_1/k_{ba}I_d$			
1		3	4	5	6	7	8	9	10	11
Một nửa chu kỳ		$\frac{1}{2}$ 0,5	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		1,0	1,48	1,23	1,74
Cả chu kỳ với biến áp có điểm giữa		$\frac{1}{2}$ 0,5	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		1,0	1,48	1,23	1,74
Cầu một pha điều khiển đối xứng		$\frac{1}{2}$ 0,5	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		1,0			1,23	1,23	1,23
Cầu một pha điều khiển không đối xứng										

Tiếp bảng 8.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Cấu một pha điều khiển không đối xứng		$\frac{\pi - \alpha}{2\pi}$	$\frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{2\pi}}$		$\frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{2\pi}}$		$\frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{2\pi}}$			
Tia ba pha		$\frac{1}{3}$ 0,33	$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ 0,82	1,34 5	1,20 9	1,48
Tia sáu pha		$\frac{1}{6}$ 0,17	$\frac{1}{\sqrt{6}}$		$\frac{1}{2\sqrt{3}}$ 0,29		$1/\sqrt{2}$ 0,71	1,26	1,05	1,48

Tiếp bảng 8.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Cầu ba pha đối xứng		$\frac{1}{3}$ 0,33	$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ 0,82		$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ 0,82	1,05	1,05	1,05
	$\alpha < \pi/3$ 	$\frac{1}{3}$ 0,33	$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ 0,82		$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ 0,82 (khi $\alpha > \pi/3$)			
Cầu ba pha không đối xứng	$\alpha > \pi/3$ 	$\frac{\pi - \alpha}{2\pi}$	$\frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{2\pi}}$		khi $\alpha < \pi/3$					

chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển không đối xứng, mạch điều khiển đơn giản hơn, nên trong đa số các trường hợp người ta thường chọn phương án cầu ba pha điều khiển không đối xứng. Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển đối xứng được dùng nhiều trong các trường hợp tải có yêu cầu hoàn trả năng lượng về lưới...

Chú ý việc chọn van theo dòng điện, với dòng tải một chiều như nhau thì ở các sơ đồ tia và cầu ba pha dòng điện van bằng nhau, còn chọn van theo điện áp thì điện áp van phải chịu (so với điện áp tải) ở các sơ đồ cầu bao giờ cũng nhỏ hơn (xem các hệ số điện áp trong bảng 8.1).

Sơ đồ tia sáu pha, do chế tạo biến áp phức tạp và phải làm thêm cuộn kháng cân bằng, nên thường được chọn khi tải có dòng điện quá lớn mà theo sơ đồ cầu ba pha ta không chọn được van theo dòng điện.

8.4. TÍNH CHỌN CÁC THÔNG SỐ CƠ BẢN CỦA MẠCH ĐỘNG LỰC

Sau khi lựa chọn được sơ đồ, bước tiếp theo là tiến hành tính toán các thông số cơ bản của sơ đồ thiết kế.

Các thông số cơ bản của mạch động lực sau cần được tính chọn : các van động lực, máy biến áp động lực (hoặc cuộn kháng trong mạch động lực), aptomat, cầu chì, dây nối...

8.4.1. TÍNH CHỌN VAN ĐỘNG LỰC

Van động lực được lựa chọn dựa vào các yếu tố cơ bản : dòng tải, sơ đồ đã chọn, điều kiện tản nhiệt, điện áp làm việc.

Các thông số cơ bản của van động lực được tính như sau :

a. Điện áp ngược của van :

$$U_{lv} = k_{nv} \cdot U_2 \quad (8.1)$$

với $U_2 = U_d/k_u$ thay vào (8.1) lúc đó U_{lv} có thể tính :

$$U_{lv} = k_{nv} \cdot \frac{U_d}{k_u} \quad (8.2)$$

trong đó : U_d , U_2 , U_{lv} - điện áp tải, nguồn xoay chiều, ngược của van ;

k_{nv} , k_u - các hệ số điện áp ngược và điện áp tải. Các

hệ số này tra từ bảng 8.1

Để có thể chọn van theo điện áp hợp lý, điện áp ngược của van cần chọn phải lớn hơn điện áp làm việc được tính từ công thức (8.2), qua hệ số dự trữ k_{dtU} :

$$U_{nv} = k_{dtU} \cdot U_{lv} , \quad (8.3)$$

k_{dtU} thường được chọn lớn hơn 1,6.

b. Dòng điện làm việc của van : Được chọn theo dòng điện hiệu dụng của sơ đồ đã chọn ($I_{lv} = I_{hd}$). Dòng điện hiệu dụng được tính :

$$I_{hd} = k_{hd} \cdot I_d \quad (8.4)$$

trong đó : I_{hd} , I_d - dòng điện hiệu dụng của van và dòng điện tải ;

k_{hd} - hệ số xác định dòng điện hiệu dụng (tra bảng 8.2).

Để van bán dẫn có thể làm việc an toàn, không bị chọc thủng về nhiệt, phải chọn và thiết kế hệ thống tản nhiệt hợp lý. Theo điều kiện tản nhiệt đã được chọn, tiến hành tính thông số dòng điện định mức của van cần có.

Dòng điện định mức của van (I_{dmv}) có thể được chọn theo gợi ý sau : Khi không cánh tản nhiệt và tổn hao trên van $\Delta P < 20 \text{ W}$, được chọn dòng điện làm việc tới 10% I_{dmv} ($I_{dmv} > 10 I_{lv}$) ; khi có cánh tản nhiệt với đủ diện tích bề mặt, cho phép van làm việc tới 40% I_{dmv} ($I_{dmv} > 2,5 I_{lv}$) ; khi có cánh tản nhiệt đủ diện tích bề mặt và có quạt thông gió, có thể cho phép van làm việc tới 60% I_{dmv} ($I_{dmv} > 1,7 I_{lv}$), khi có điều kiện làm mát bằng nước có thể cho phép làm việc gần tới 100% I_{dmv} .

Vì quá trình thông gió tự nhiên không được tốt, do đó khi tổn hao trên van $\Delta P_v = \Delta U_v \cdot I_{lv}$ cỡ khoảng 100 W/van trở lên, việc đối lưu không khí tự nhiên xung quanh cánh tản nhiệt xảy ra chậm, nhiệt tản ra môi trường không kịp. Vì vậy theo kinh nghiệm, khi $\Delta P_v > 100 \text{ W/van}$, cần có quạt làm mát cưỡng bức. Chi tiết về cách chọn van tham khảo trong mục bảo vệ quá dòng van trong tài liệu này.

Ví dụ : Cần chọn van động lực cho bộ chỉnh lưu cầu một pha với thông số cơ bản của sơ đồ chỉnh lưu : $U_d = 100 \text{ V}$, $I_d = 100 \text{ A}$.

Van động lực cần chọn có thông số :

- Điện áp ngược của van :

$$U_{lv} = k_{nv} U_2$$

với $U_2 = U_d / k_U$.

Cho sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha $k_{nv} = \sqrt{2}$; $k_U = 0,9$, thay vào ta có :

$$U_{lv} = \sqrt{2} \cdot \frac{100}{0,9} = 157 \text{ V}$$

- Dòng điện làm việc của van :

$$I_{lv} = I_{hd} = k_{hd} I_d$$

Thay số vào với k_{hd} tra từ bảng 8.2, ta có :

$$I_{lv} = \frac{100}{\sqrt{2}} = 71 \text{ A}$$

trong đó : U_{lv} - điện áp cực đại khi làm việc [V] ;

I_{lv} I_{hd} - dòng điện làm việc và dòng điện hiệu dụng của van [A] ;

K_U - hệ số điện áp của sơ đồ :

k_{hd} - hệ số dòng điện hiệu dụng.

Hệ số k_{hd} , k_U tra trong bảng 8.1, 8.2 của tài liệu này.

Với các thông số làm việc ở trên và chọn điều kiện làm việc của van là có cánh tản nhiệt với đủ diện tích tản nhiệt, không quạt đối lưu không khí (điều kiện làm việc của van do người thiết kế tự chọn).

Thông số cần có của van động lực là :

$$U_{nv} = k_{dtU} \cdot U_{lv} = 2 \cdot 157 = 314 \text{ V (chọn } k_{dtU} = 1,6 \div 2);$$

$$I_{dmv} = k_i \cdot I_{lv} = 4 \cdot 70 = 280 \text{ A (với điều kiện làm việc trên :}$$

$$I_{lv} = (10 \div 30)\% I_{dmv} \text{ ở đây chọn } I_{lv} = 25\% I_{dmv}).$$

Để có thể chọn được van cho làm việc với các thông số định mức cơ bản trên, ta tra bảng thông số các van (điôt, tiristo), chọn các van có thông số điện áp ngược (U_{nv}), dòng điện định mức (I_{dmv}) lớn hơn gần nhất với thông số đã tính được ở trên.

Theo cách đó ở đây ta có thể chọn, ví dụ (tra từ phụ lục 1) :

- Điôt loại HD310/04-6 với các thông số định mức :

$$\text{Dòng điện định mức của van } I_{dmv} = 300 \text{ A}$$

$$\text{Điện áp ngược cực đại của van } U_{nv} = 400 \text{ V}$$

$$\text{Độ sụt áp trên van } \Delta U = 1,6 \text{ V}$$

$$\text{Dòng điện rò } I_r = 15 \text{ mA,}$$

- Hoặc tiristo loại ST303SO4MFK3 (phụ lục 2) có các thông số định mức :

$$\text{Dòng điện định mức của van } I_{dmv} = 300 \text{ A}$$

$$\text{Điện áp ngược cực đại của van } U_{nv} = 400 \text{ V}$$

$$\text{Độ sụt áp trên van } \Delta U = 2,2 \text{ V}$$

$$\text{Dòng điện rò } I_r = 50 \text{ mA}$$

Điện áp điều khiển $U_{dk} = 3 \text{ V}$

Dòng điện điều khiển $I_{dk} = 0,2 \text{ A}$.

8.4.2. TÍNH TOÁN MÁY BIẾN ÁP

Để tính được biến áp, cần các đại lượng sau :

1. Điện áp chỉnh lưu không tải :

$$U_{d0} = U_d + \Delta U_v + \Delta U_{ba} + \Delta U_{dn} \quad (8.5)$$

trong đó : U_d - điện áp chỉnh lưu :

ΔU_v - sụt áp trên các van (trị số này được lấy từ các thông số của các van đã chọn ở trên) ;

$\Delta U_{ba} = \Delta U_r + \Delta U_l$ - sụt áp bên trong máy biến áp khi có tải, bao gồm sụt áp trên điện trở ΔU_r và sụt áp trên điện cảm ΔU_l , những đại lượng này khi chọn sơ bộ vào khoảng $(5 \div 10)\%$;

ΔU_{dn} - sụt áp trên dây nối :

$$\Delta U_{dn} = R_{dn} \cdot I_d = \rho \frac{l}{S} \cdot I_d \quad (8.6)$$

2. Xác định công suất tối đa của tải, ví dụ với tải chỉnh lưu xác định :

$$P_{dmax} = U_{d0} \cdot I_d \quad (8.7)$$

3. Công suất máy biến áp nguồn cấp được tính :

$$S_{ba} = k_s \cdot P_{dmax} \quad (8.8)$$

trong đó : S_{ba} - công suất biểu kiến của biến áp [W] ;

k_s - hệ số công suất theo sơ đồ mạch động lực (có thể tra ở bảng 8.2) ;

P_{dmax} - công suất cực đại của tải [W].

a. Tính toán sơ bộ mạch từ

Tiết diện trụ Q_{Fe} của lõi thép máy biến áp được tính từ công suất :

$$Q_{Fe} = k_Q \sqrt{\frac{S_{ba}}{m \cdot f}} \quad , \quad [cm^2]$$

S_{ba} - công suất máy biến áp tính bằng [W] ;

k_Q - hệ số phụ thuộc phương thức làm mát :

$k_Q = 4 \div 5$ nếu là máy biến áp dầu ;

$k_Q = 5 \div 6$ nếu là máy biến áp khô ;

m - số trụ của máy biến áp (máy biến áp ba pha có $m = 3$, một pha có $m = 1$) ;

f - tần số nguồn điện xoay chiều, $f = 50$ Hz.

Tiết diện của trụ gần đúng có thể tính theo công thức kinh nghiệm.

b. Tính toán dây quấn - số vòng và kích thước dây

$$Q_{Fe} = 1,0 \sqrt{\frac{S_{ba}}{m}} \quad , \quad (cm^2) \quad (8.10)$$

Tính toán các thông số điện áp và dòng điện của các cuộn dây

● Điện áp của các cuộn dây

- Điện áp cuộn dây thứ cấp :

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{k_U} \quad (8.11)$$

trong đó : U_{d0} - điện áp chỉnh lưu không tải ;

k_U - tra từ hệ số điện áp chỉnh lưu (bảng 8.1).

- Điện áp cuộn dây sơ cấp U_1 bằng điện áp nguồn cấp.

● Dòng điện của các cuộn dây có thể được tính bằng hai cách :

Cách thứ nhất : Xác định bằng cách tra dòng điện sơ và thứ cấp theo bảng 8.2.

Cách thứ hai : Dòng điện được tính gián tiếp qua công suất phía sơ và thứ cấp :

$$I_1 = \frac{S_{1ba}}{U_1} \quad (8.12)$$

$$I_2 = \frac{S_{2ba}}{U_2} \quad (8.13)$$

với :

$$S_{1ba} = k_{s1} \cdot P_{dmax} \quad (8.14)$$

$$S_{2ba} = k_{s2} \cdot P_{dmax} \quad (8.15)$$

trong đó : S_{1ba} , S_{2ba} - công suất phía sơ, thứ cấp máy biến áp.

k_{s1} , k_{s2} - các hệ số công suất phía sơ, thứ cấp của máy biến áp. Các hệ số này có thể tra theo bảng 8.2.

Sau khi đã có công suất của tải và các thông số điện áp và dòng điện, theo sự hiểu biết của người thiết kế, tiếp theo tiến hành tính toán các thông số cơ bản còn lại của máy biến áp động lực. Ở đây cần tính dây quấn sơ cấp và các cuộn dây thứ cấp, nói chung cách tính dây sơ cấp và thứ cấp như nhau nên sau đây chỉ giới thiệu cách tính chung cho các cuộn dây.

- Số vòng dây của mỗi dây quấn được tính :

$$W = \frac{U \cdot 10^4}{4,44 \cdot f \cdot Q_{Fe} \cdot B} \quad , \text{ (vòng)} \quad (8.16)$$

trong đó : W - số vòng dây của dây quấn cần tính ;

U - điện áp của dây quấn cần tính [V] ;

B - từ cảm (thường chọn trong khoảng $1,0 \div 1,8T$) (Tesla)
tùy thuộc chất lượng tôn ;

Q_{Fe} - tiết diện lõi thép [cm^2].

Nếu coi $f = 50$ Hz, chọn $B = 1T$ (Tesla), lúc đó gần đúng có thể tính :

$$W = 45 \cdot \frac{U}{Q_{Fe}} \quad , \text{ (vòng)} \quad (8.17)$$

Thay các thông số điện áp sơ cấp U_1 , thứ cấp U_2 vào (8.16) hay (8.17), ta tính được số vòng dây sơ cấp W_1 và thứ cấp W_2 .

- Tính tiết diện dây dẫn :

$$S_{Cu} = \frac{I}{J} \quad , \text{ (mm}^2\text{)} \quad (8.18)$$

trong đó : I - dòng điện chạy qua cuộn dây [A] ;

J - mật độ dòng điện trong máy biến áp, thường chọn :
 $2 \div 2,75$ A/mm².

Nếu chọn dây quấn tròn thì đường kính dây được tính :

$$d = \sqrt{\frac{4S}{\pi}} \quad (8.19)$$

Nếu chọn dây chữ nhật cần tra bảng dây (phụ lục 9) để chọn kiểu và kích thước dây :

c. Tính kích thước mạch từ

Chọn sơ bộ các kích thước cơ bản của mạch từ

Chọn hình dáng của trụ :

- Nếu công suất nhỏ (dưới 10 kVA), người ta thường chọn trụ chữ nhật với các kích thước $Q_{Fe} = a.b$. Trong đó a - bề rộng trụ ; b - bề dày trụ.
- Nếu công suất lớn người ta chọn trụ nhiều bậc [13].

Chọn lá thép : Thường lá thép có các độ dày 0,35 mm và 0,5 mm.

Diện tích cửa sổ cần thiết :

$$Q_{cs} = Q_{cs1} + Q_{cs2} \quad (8.20)$$

với :

$$Q_{cs1} = k_{ld} \cdot W_1 \cdot S_{Cu1} ; Q_{cs2} = k_{ld} \cdot W_2 \cdot S_{Cu2}$$

trong đó : Q_{cs} - diện tích cửa sổ [mm^2] ;

Q_{cs1}, Q_{cs2} - phần do cuộn sơ cấp và thứ cấp chiếm chỗ [mm^2] ;

W_1, W_2 - số vòng dây sơ, thứ cấp ;

S_{Cu1}, S_{Cu2} - tiết diện dây quấn sơ, thứ cấp kể cả cách điện [mm^2] ;

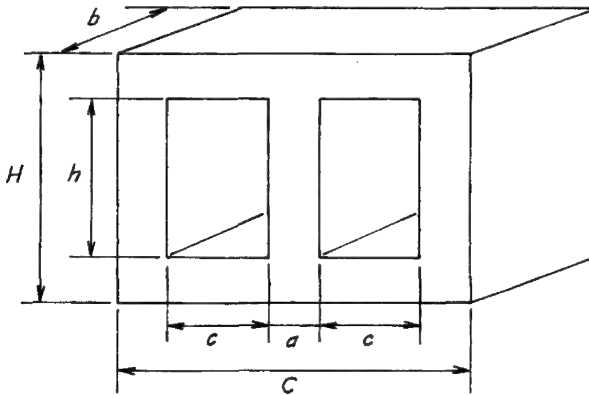
k_{ld} - hệ số lấp đầy, thường chọn $2.0 \div 3.0$.

d. Chọn kích thước cửa sổ

Khi đã có diện tích cửa sổ Q_{cs} cần chọn các kích thước cơ bản (chiều cao h và chiều rộng c với $Q_{cs} = c.h$) của cửa sổ mạch từ. Các kích thước cơ bản này do người thiết kế tự chọn. Những số liệu đầu tiên có thể tham khảo : chiều cao h và chiều rộng cửa sổ c được chọn dựa vào các hệ số phụ $m = h/a$; $n = c/a$; $l = b/a$. Kinh nghiệm cho thấy, đối với lõi thép hình III thì $m = 2 \div 2,5$; $n = 0,5$; $l = 1 \div 1,5$ là tối ưu hơn cả.

Chiều rộng toàn bộ mạch từ $C = 2c + x.a$ ($x = 2$ nếu là máy biến áp một pha, $x = 3$ nếu là máy biến áp ba pha), chiều cao mạch từ $H = h + z.a$ ($z = 1$ nếu là máy biến áp một pha, $z = 2$ nếu là máy biến áp ba pha).

Hình dáng kết cấu mạch từ thể hiện trên hình 8.1.



Hình 8.1. Kết cấu lõi thép máy biến áp

e. Kết cấu dây quấn

Dây quấn được bố trí theo chiều dọc trụ với mỗi cuộn dây được quấn thành nhiều lớp dây, mỗi lớp dây được quấn liên tục các vòng dây sát nhau. Các lớp dây cách điện với nhau bằng bìa cách điện. Cách tính các thông số này như sau :

Số vòng dây trên mỗi lớp W_{ll} :

$$W_{ll} = \frac{h - h_g}{d_n} \quad (8.21)$$

trong đó : h - chiều cao cửa sổ ;

d_n - đường kính dây quấn kể cả cách điện ;

h_g - khoảng cách cách điện với gông, có thể tham khảo chọn

$$h_g = 2d_n.$$

Khi dây quấn chữ nhật, ta tính :

$$W_{1l} = \frac{h - 2h_g}{b_n} \quad (1.26a)$$

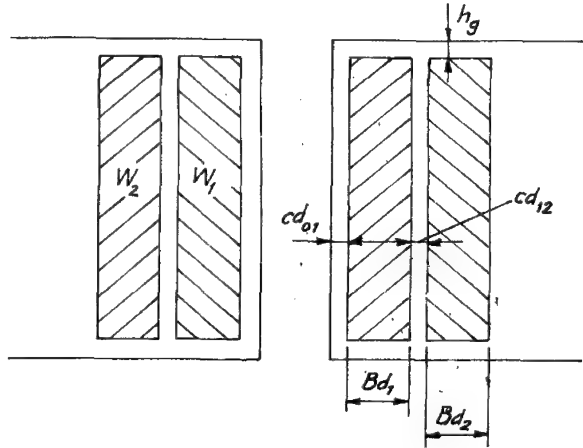
trong đó : b_n - chiều rộng của dây quấn chữ nhật kể cả cách điện ;

h_g - khoảng cách cách điện, khi dây quấn chữ nhật thường chọn trong khoảng $(2 \div 10)$ mm.

Số lớp dây trong cửa sổ được tính bằng tỷ số vòng dây của cuộn dây W_1 hoặc W_2 trên số vòng dây trong một lớp W_{1l} :

$$S_{ld} = \frac{W}{W_{1l}}$$

Bề dày mỗi cuộn dây bằng tổng bề dày của các lớp dây $d.S_{ld}$ cộng cách điện các lớp dây trong cuộn dây cần tính lớp $cd.S_{ld}$:



Hình 8.2. Bố trí dây quấn và bìa cách điện

$$Bd_{ct} = d.S_{ld} + cd.S_{ld} \quad (8.22)$$

trong đó : Bd_{ct} - bề dày của cuộn dây cần tính ;

cd - bề dày của bìa cách điện.

Bìa cách điện có các độ dày : 0,1 ; 0,3 ; 0,5 ; 1,0 ; 2,0 ; 3,0 mm.

Tổng bề dày các cuộn dây Bd :

$$Bd = Bd_1 + Bd_2 + \dots + cd_l + cd_n \quad (8.23)$$

trong đó : Bd_1, Bd_2 - bề dày cuộn dây sơ và thứ cấp ;

cd_l, cd_n - bề dày cách điện trong cùng và ngoài cùng (hình 8.2).

Trước khi tính khối lượng sắt và đồng, cần kiểm tra xem cửa sổ chọn đã hợp lý chưa. Kích thước cửa sổ c, h chỉ đúng khi bề dày các

cuộn dây phải nhỏ hơn chiều rộng cửa sổ ($Bd < c$ nếu là máy biến áp một pha; $2Bd < c$ nếu là máy biến áp ba pha). Kích thước hợp lý giữa cuộn dây và trụ $\Delta c = c - Bd$ với máy biến áp một pha và $\Delta c = c - 2Bd$ với máy biến áp ba pha trong khoảng $(0,5 \div 2)$ cm. Khoảng cách này cần thiết để đảm bảo cách điện và làm mát. Trong trường hợp ngược lại, bề dày Bd các cuộn dây lớn hơn chiều rộng c của cửa sổ, chọn lại các kích thước cửa sổ c, h .

f. Khối lượng sắt và đồng sử dụng

- Khối lượng sắt bằng tích của thể tích trụ và gông V_{Fe} nhân với trọng lượng riêng của sắt m_{Fe} :

$$M_{Fe} = V_{Fe} \cdot m_{Fe} \text{ (kg)} \quad (8.24)$$

trong đó : V_{Fe} - thể tích khối sắt [dm^3] ;

$$V_{Fe} = 3a.b.h + 2C.a.b = Q_{Fe} \cdot (3h + 2C) - \text{nếu là máy biến áp ba pha ;}$$

$$V_{Fe} = 2a.b.h + C.a.b = Q_{Fe} \cdot (2h + C) - \text{nếu là máy biến áp một pha ;}$$

với : Q_{Fe} , a , b , c , h , C là các kích thước của lõi thép được đổi thành dm (dềximet) ;

$$m_{Fe} = 7,85 \text{ kg/dm}^3$$

- Khối lượng đồng bằng tích của thể tích cuộn dây đồng V_{Cu} nhân với trọng lượng riêng của đồng m_{Cu} :

$$M_{Cu} = V_{Cu} \cdot m_{Cu} \text{ (kg)} \quad (8.25)$$

trong đó :

V_{Cu} - thể tích khối đồng của các cuộn dây và được tính [dm^3] :

$$V_{Cu} = S_{Cu} \cdot l$$

trong đó : S_{Cu} - tiết diện dây dẫn [dm^2] ;

l - chiều dài của các vòng dây [dm] ;

$$m_{Cu} = 8,9 \text{ kg/dm}^3.$$

Chiều dài dây quấn được tính bằng cách lấy chiều dài mỗi vòng nhân với số vòng dây trong cuộn. Các vòng trong cuộn dây có chu vi khác nhau cho nên ta hay lấy chu vi trung bình để tính.

*** Chiều dài trung bình của cuộn dây tròn**

Chiều dài trung bình của các vòng dây có thể được tính gần đúng : πD_{tb} , trong đó D_{tb} là đường kính trung bình của cuộn dây.

Như vậy chiều dài của cuộn dây tính theo công thức :

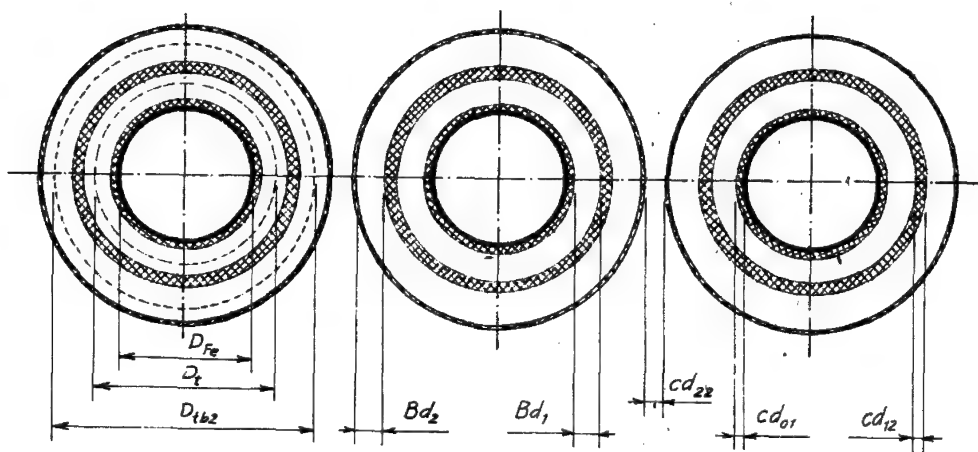
$$l = W\pi.D_{tb} \quad (8.26)$$

trong đó : D_{tb} - đường kính trung bình của các cuộn dây ;

W - số vòng dây của mỗi cuộn.

Đường kính trung bình của cuộn dây HA (hình 8.3) :

$$D_{tbi} = (D_{ti} + D_{ni})/2$$



Hình 8.3. Hình chiếu bằng của máy biến áp trụ tròn

D_{ti} , D_{ni} - đường kính trong và ngoài của cuộn dây HA.

Đường kính trong của cuộn dây HA :

$$D_{ti} = D_{Fe} + 2cd_{01}$$

ở đây : D_{Fe} - đường kính trụ sắt ;

cd_{01} - cách điện giữa cuộn HA và trụ sắt.

Đường kính ngoài của dây quấn HA :

$$D_{ni} = D_{ti} + 2(cd_{01} + Bd_1)$$

Đường kính trung bình của dây quấn CA :

$$D_{tb2} = (D_{t2} + D_{n2})/2$$

Đường kính trong của dây quấn CA :

$$D_{t2} = D_{n1} + 2cd_{12}$$

cd_{12} - khoảng cách cách điện giữa HA và CA.

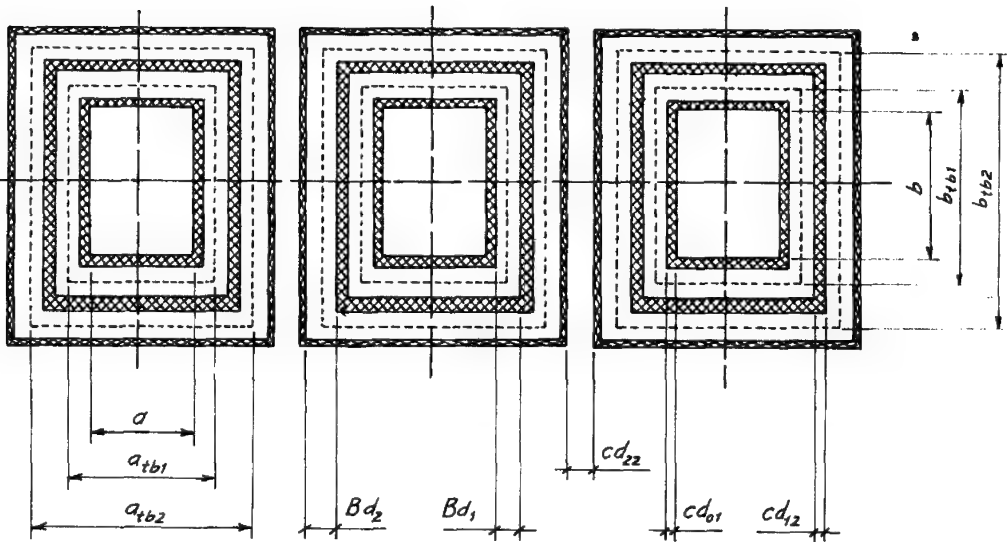
*** Chiều dài trung bình của cuộn dây hình chữ nhật**

Nếu coi cuộn dây là khối hộp chữ nhật thì chu vi trung bình vòng dây hình chữ nhật : $2(a_{tb} + b_{tb})$ (hình 8.4). Như vậy chiều dài dây được tính theo công thức sau :

$$l = W.2(a_{tb} + b_{tb}).$$

trong đó : W - số vòng dây của mỗi cuộn ;

a_{tb} , b_{tb} - chiều dài trung bình mỗi cạnh của vòng dây hình chữ nhật.



Hình 8.4. Hình chiếu bằng của máy biến áp có trụ hình chữ nhật

Các chiều dài a_{tb} , b_{tb} của cuộn CA, HA được tính như sau :

$$a_{tb1} = \frac{(a + 2cd_{01}) + (a + 2cd_{01} + 2Bd_1)}{2}$$

$$b_{tb1} = \frac{(b + 2cd_{01}) + (b + 2cd_{01} + 2Bd_1)}{2}$$

$$a_{tb2} = \frac{(a + 2cd_{01} + 2Bd_1) + (a + 2cd_{01} + 2Bd_1 + 2cd_{12} + 2Bd_2)}{2}$$

$$b_{tb2} = \frac{(b + 2cd_{01} + 2Bd_1) + (b + 2cd_{01} + 2Bd_1 + 2cd_{12} + 2Bd_2)}{2}$$

g. Tính tổng sụt áp bên trong biến áp

Điện áp rơi trên điện trở :

$$\Delta U_r = \left[R_2 + R_1 \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 \right] I_d \quad (8.27)$$

trong đó : R_1 , R_2 - điện trở thuần của các cuộn dây sơ và thứ cấp :

$$R = \rho.l/S$$

với : $\rho = 0,0000172 \, \Omega.\text{mm}$ là điện trở suất của đồng ;

l , S - chiều dài và tiết diện của dây dẫn [mm] ;

I_d - dòng điện tải một chiều [A].

Điện áp rơi trên điện kháng :

$$\Delta U_x = m_f . X . I_d / \pi \quad (8.28)$$

trong đó : m_f - số pha biến áp ;

$$X_n = 8\pi^2 W_2^2 \left(\frac{R_{bk}}{h} \right) \left[cd + \frac{Bd_1 + Bd_2}{3} \right] \omega . 10^{-7} \quad (8.29)$$

trong đó :

W_2 - số vòng dây thứ cấp máy biến áp ;

R_{bk} - bán kính trong dây quấn thứ cấp [m^2].

h - chiều cao của sổ lõi thép [m] ;

cd - bề dày cách điện các cuộn dây với nhau (nếu là máy biến áp dòng điện nhỏ, giữa các cuộn dây được lót bằng bìa cách điện dày $(0,3 \div 1)$ mm, còn đối với những máy biến áp dòng điện lớn, cần phải cách ly bằng các đĩa phíp có độ dày lớn hơn, [m];

Bd₁, Bd₂ - bề dày cuộn dây sơ và thứ cấp [m].

$$\omega = 314 \text{ rad.}$$

Điện trở ngắn mạch máy biến áp ;

$$r_{nm} = r_2 + \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 \cdot r_1 \quad (8.30)$$

Tổng trở ngắn mạch máy biến áp :

$$Z_{nm} = \sqrt{R_{nm}^2 + X_{nm}^2} \quad (8.31)$$

Điện áp ngắn mạch phần trăm của máy biến áp :

$$U_{nm}\% = \frac{I_{dm} \cdot Z_{nm}}{U_{2dm}} \cdot 100 \quad (8.32)$$

Dòng điện ngắn mạch máy biến áp :

$$I_{nm} = \frac{U_{2dm}}{Z_{nm}} \quad (8.33)$$

8.4.3. TÍNH CHỌN CÁC THIẾT BỊ BẢO VỆ

8.4.3.1. Bảo vệ quá dòng điện

Để bảo vệ ngắn mạch và quá tải về dòng điện, thường dùng aptômat hoặc cầu chì. Nguyên tắc chọn các thiết bị này là theo dòng điện, với $I_{bv} = (1,1 \div 1,3) I_{lv}$. Dòng bảo vệ ngắn mạch của aptômat không vượt quá dòng ngắn mạch của máy biến áp.

Khi làm việc với dòng điện chạy qua trên van cơ sục áp, do đó có tổn hao công suất $\Delta P = \Delta U \cdot I_{lv}$. Tổn hao công suất này sinh nhiệt. Mặt khác van chỉ được làm việc tới nhiệt độ tối đa cho phép T_{cp} nào đó (các trị số thường gặp vào khoảng 125°C —xem cột 8 Phụ lục 1 hay cột 12 Phụ lục 2. Do đó chúng ta phải tìm cách bảo vệ quá nhiệt cho van bán dẫn.

Việc đầu tiên của bảo vệ quá nhiệt cho các van bán dẫn là phải chọn đúng dòng điện van theo chế độ làm mát. Để làm mát van hiện nay phổ biến người ta thường dùng làm mát bằng cánh tản nhiệt. Diện tích bề mặt tản nhiệt có thể được tính gần đúng theo công thức :

$$S_{\text{tn}} = \frac{\Delta P}{k_{\text{tn}} \tau} \quad (8.34)$$

trong đó : S_{tn} - diện tích bề mặt tản nhiệt [cm^2] ;

ΔP - tổn hao công suất [W] ;

τ - độ chênh nhiệt so với môi trường : $\tau = T_{\text{lv}} - T_{\text{mt}}$

$T_{\text{lv}}, T_{\text{mt}}$ - nhiệt độ làm việc và nhiệt độ môi trường [$^{\circ}\text{C}$] ;

k_{tn} - hệ số có xét tới điều kiện tản nhiệt (trong điều kiện làm mát tự nhiên không quạt cưỡng bức, thường chọn :

$$k_{\text{tn}} = (6 \div 10) \cdot 10^{-4} [\text{W}/\text{cm}^2].$$

Sau khi tính được diện tích bề mặt tản nhiệt, tiến hành thiết kế (chọn) cánh tản nhiệt, sao cho đủ bề mặt đã tính. Trường hợp cánh tản nhiệt quá lớn, cần phải thay đổi phương thức tản nhiệt, bằng cách thêm quạt làm mát cưỡng bức.

Để cho van bán dẫn làm việc an toàn, nhiệt độ làm việc của van không vượt quá trị số cho phép, phương thức làm mát van có thể theo gợi ý sau :

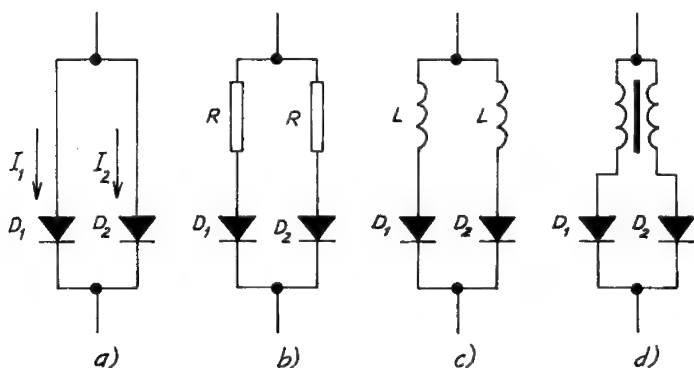
Nếu công suất tản nhiệt khi van làm việc $\Delta P = U \cdot I_{\text{hd}} < 20 \text{ W}$, cho phép van làm việc với dòng điện tối đa tới $10\%I_{\text{dm}}$ mà không cần cánh tản nhiệt. Cách chọn này có thể hiểu là vỏ van bán dẫn không đủ tản nhiệt cho làm việc với dòng điện lớn hơn $10\%I_{\text{dm}}$. Ví dụ, có loại van với $I_{\text{dm}} = 100 \text{ A}$, $\Delta U = 1 \text{ V}$, van này cho phép làm việc không cánh tản nhiệt với dòng điện tối đa tới 10 A ; nhưng loại van với $I_{\text{dm}} = 500 \text{ A}$, $\Delta U = 1 \text{ V}$, cho phép làm việc tối đa tới 20 A ($\Delta P = 20 \text{ W}$), mặc dù tính tỷ số phần trăm có thể là $10\%I_{\text{dm}} = 50 \text{ A}$.

Khi van bán dẫn được mắc vào cánh tản nhiệt bằng đồng hoặc nhôm, nhiệt lượng của van được tản ra môi trường xung quanh nhờ bề mặt của cánh tản nhiệt. Sự tản nhiệt như trên là nhờ vào chênh nhiệt giữa cánh tản nhiệt với môi trường xung quanh. Khi cánh tản nhiệt nóng lên, nhiệt độ xung quanh cánh tản nhiệt tăng lên làm cho tốc độ dẫn nhiệt ra

không khí bị chậm lại. Với những lý do hạn chế của tốc độ dẫn nhiệt khi van bán dẫn được làm mát bằng cánh tản nhiệt chỉ nên cho van làm việc với dòng điện $I_{lv} < 40\% \cdot I_{dm}$ và tổn hao trên van không vượt quá 100 W. Ví dụ, van có $I_{dm} = 100$ A, $\Delta U \approx 1$ V, cho phép làm việc với cánh tản nhiệt nhôm ở dòng điện tối đa 40 A; trong khi đó loại van với thông số $I_{dm} = 500$ A, $\Delta U = 1$ V không được phép làm việc tới 200 A, vì công suất tản nhiệt $\Delta P = \Delta U \cdot I = 200$ W là quá lớn cho điều kiện tản nhiệt này.

Khi có quạt đối lưu không khí thổi dọc theo khe của cánh tản nhiệt, nhiệt độ xung quanh cánh tản nhiệt thấp hơn, tốc độ dẫn nhiệt ra môi trường xung quanh tốt hơn, hiệu suất tản nhiệt cao hơn. Do đó cho phép làm việc với dòng điện tối đa tới $70\% I_{dm}$ ($I_{lv} < 70\% I_{dm}$).

Khi thiết kế hệ thống làm mát bằng nước, hiệu suất trao đổi nhiệt tốt hơn, cho phép làm việc với dòng điện tối đa tới $90\% I_{dm}$. Quá trình làm mát bằng nước phải đảm bảo xử lý nước không dẫn điện. Bằng cách khử ion trong nước, hoặc giảm độ dẫn điện của nước (tăng điện trở nước) theo nguyên tắc tăng chiều dài hay giảm tiết diện đường ống dẫn nước, ta có thể coi độ dẫn điện của nước không đáng kể.



Hình 8.5. Các sơ đồ mắc song song van bán dẫn
a) Mắc song song trực tiếp ; b) Mắc qua điện trở ;
c) Mắc qua cuộn cảm ; d) Mắc qua hồ cảm

Thường đối với các loại nguồn công suất, để giữ an toàn cho các van bán dẫn, người ta hay thiết kế quạt làm mát cưỡng bức ngay cả trong trường hợp dòng tải không quá lớn so với dòng định mức của van. Với công suất tản nhiệt vào khoảng 100 W/van, cần có quạt làm mát cưỡng bức.

Trường hợp dòng làm việc quá lớn (so với dòng cho phép làm việc khi có xét tới điều kiện tản nhiệt), người ta phải tiến hành mắc song song các van bán dẫn. Sơ đồ mắc song song các van có thể chọn một trong các sơ đồ trên hình 8.5.

Khi mắc song song các van bán dẫn, nói chung dòng điện chạy qua các van được phân bố không đều, bởi vì các đặc tính vôn-ampe của các van không giống nhau. Trong các van có điều khiển còn chịu ảnh hưởng rất lớn của việc mở không đồng thời các van. Dòng điện lệch nhau của các van có thể được tính :

$$\Delta I = I_1 - I_2 = \frac{\Delta U}{R_{2dg}} \quad (8.35)$$

trong đó : ΔU - hiệu sụt áp của các van khi cùng trị số dòng điện lớn I_1 ;

R_{2dg} - điện trở động của van D_2 tại điểm làm việc I_1 .

Để giảm sự phân bố không đều trên, người ta có thể mắc nối tiếp với các van các điện trở (hình 8.5b), việc sử dụng điện trở ở đây chỉ có ý nghĩa khi điện áp rơi trên điện trở là không đáng kể. Nếu điện áp rơi trên điện trở lớn, tổn hao công suất lớn, làm cho hiệu suất của chỉnh lưu thấp. Để khắc phục nhược điểm này ta có thể thay thế điện trở bằng các cuộn dây điện cảm (hình 8.5c), thường các cuộn cảm này được chế tạo có lõi không khí.

Với sơ đồ trên hình 8.5d, việc cân bằng dòng điện các van được thực hiện tốt hơn khi cuộn kháng được chế tạo có lõi thép với các cuộn dây mắc ngược đầu nhau. Sơ đồ này còn đặc biệt có ý nghĩa khi sử dụng cho trường hợp các van điều khiển mở không đồng thời.

8.4.3.2. Bảo vệ quá điện áp cho thiết bị bán dẫn

Linh kiện bán dẫn nói chung và bán dẫn công suất nói riêng, rất nhạy cảm với sự thay đổi của điện áp. Những yếu tố ảnh hưởng lớn nhất tới van bán dẫn mà ta cần có phương thức bảo vệ là :

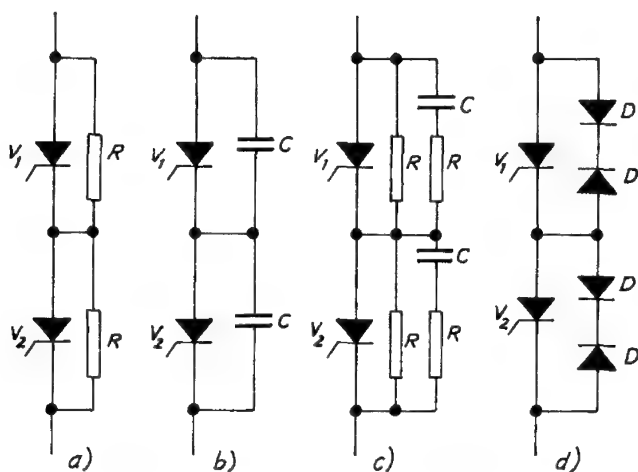
- Điện áp đặt vào van lớn quá thông số của van.
- Xung điện áp do chuyển mạch van.

- Xung điện áp từ phía lưới xoay chiều, nguyên nhân thường gặp là do tải có điện cảm lớn trên đường dây.

- Xung điện áp do cắt đột ngột máy biến áp non tải.

Để bảo vệ cho van làm việc dài hạn không bị quá điện áp, cần chọn đúng các van bán dẫn theo điện áp ngược.

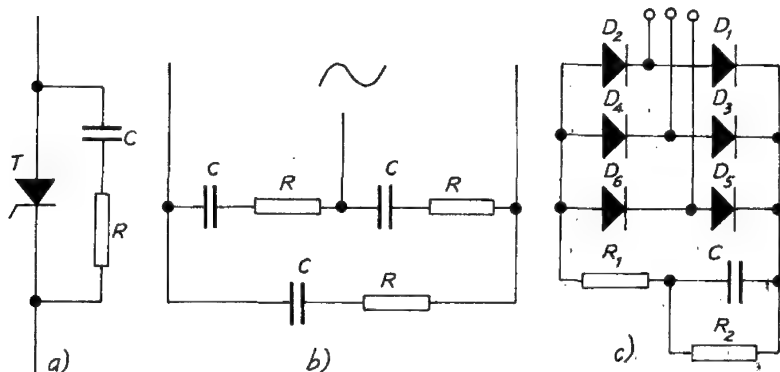
Sau khi tính được trị số điện áp làm việc của van theo (8.2) và (8.3), tiến hành chọn van theo điện áp. Trị số điện áp van được chọn phải lớn hơn trị số tính được từ (8.3). Trường hợp không có van có điện áp lớn hơn, phải tiến hành mắc nối tiếp các van. Khi mắc nối tiếp các van, yêu cầu phải chọn các van có đặc tính giống nhau, để đảm bảo cho sự phân bố điện áp như nhau trên các van. Tuy vậy, sự phân bố điện áp trên các van không bằng nhau là thường gặp, do đó cần có các biện pháp phân bố lại điện áp khi các đặc tính của van không giống nhau. Các biện pháp thông dụng được mô tả trên hình 8.6.



Hình 8.6. Sơ đồ mắc nối tiếp các van

Thường gặp nhất trong thực tế để phân bố đều điện áp khi mắc nối tiếp, người ta hay mắc theo sơ đồ trên hình 8.6. Sơ đồ này đơn giản dễ thực hiện. Ngoài sơ đồ này ra, ta có thể phân bố điện áp bằng tụ như trên hình 8.6b, c hoặc sử dụng các diốt ổn áp để phân bố điện áp.

Bảo vệ xung điện áp do quá trình đóng cắt các van được dùng bằng các mạch R-C mắc song song với các van bán dẫn. Sơ đồ đơn giản của loại mạch này mô tả trên hình 8.7. Khi có sự chuyển mạch, do phóng điện từ van ra ngoài tạo nên xung điện áp trên bề mặt tiếp giáp van. Mạch R-C mắc song song với van bán dẫn tạo mạch vòng phóng điện tích quá độ trong quá trình chuyển mạch van. Có thể tính được các thông số của R và C theo tài liệu [11] hoặc có thể chọn gần đúng $R = (5 \div 30) \Omega$, $C = (0,5 \div 4) \mu F$ theo tài liệu [22].



Hình 8.7. Bảo vệ thiết bị điện tử khỏi chọc thủng do xung điện áp

Để bảo vệ xung điện áp từ lưới điện, ta mắc song song với tải ở đầu vào một mạch R-C, nhằm lọc xung như mô tả trên hình 8.7. Khi xuất hiện xung điện áp trên đường dây, nhờ có mạch lọc này mà đỉnh xung gần như nằm lại hoàn toàn trên điện trở đường dây. Trị số R, C phụ thuộc nhiều vào tải. Thông số tham khảo theo tài liệu [22]: $R = (5 \div 20) \Omega$, $C = 4 \mu F$.

Để bảo vệ van do cắt đột ngột máy biến áp non tải, trong đa số các bộ biến đổi người ta thường mắc một mạch R-C ở đầu ra một chỉnh lưu cầu ba pha phụ bằng các diốt công suất bé, như mô tả trên hình 8.7c. Trị số tụ C trong trường hợp này có thể được tính :

$$C = 30 \frac{I_{\mu}}{K_{TU}^2 - 1} \cdot \frac{I_2}{U_2} \quad (8.36)$$

trong đó : I_{μ} - dòng điện từ hóa biến áp, % ;

I_2 , U_2 - dòng điện, điện áp thứ cấp biến áp ;

K_{TU} - khả năng tăng điện áp cho phép của van, thường chọn

$$K_{TU} = 1,25 \div 1,5.$$

Thông thường trị số tụ thường chọn trong khoảng $10 \div 200 \mu F$.

Biên độ điện áp xung khi đóng biến áp nhỏ hơn nhiều so với khi cắt, do đó mạch trên cho phép bảo vệ quá điện áp trong cả hai trường hợp này.

8.5. TÍNH TOÁN CUỘN KHÁNG LỌC DÒNG ĐIỆN ĐẬP MẠCH

8.5.1. KHÁI QUÁT

Sự đập mạch của điện áp chỉnh lưu làm cho dòng điện tải cũng đập mạch theo, làm xấu đi chất lượng dòng điện một chiều, nếu tải là động cơ điện một chiều sẽ làm xấu quá trình chuyển mạch cổ góp của động cơ, làm tăng phát nóng của tải do các thành phần sóng hài.

Thông thường người ta đánh giá ảnh hưởng của đập mạch dòng điện theo trị hiệu dụng của sóng cơ bản, bởi vì sóng cơ bản chiếm một tỷ lệ vào khoảng $(2 \div 5)\%$ dòng điện định mức của tải. Thành phần này lớn hay nhỏ phụ thuộc nhiều vào công suất tải P_d , phạm vi điều chỉnh điện áp chỉnh lưu...

Trị số điện cảm của cuộn kháng lọc thành phần dòng điện đập mạch được tính theo biểu thức :

$$L_L = \frac{U_{dn.max} \cdot 100}{\sqrt{2} K.m.\omega.I_1^*.I_{ddm}} \quad (8.37),$$

trong đó :

L_L - trị số điện cảm lọc đập mạch cần thiết [Henry] ;

I_{ddm} - dòng điện định mức của bộ chỉnh lưu [A] ;

$\omega = 314$ - tần số góc [1/s] ;

$K = 1, 2, 3 \dots$ là bội số sóng hài ;

m - số lần đập mạch trong một chu kỳ ;

$U_{dn.max}$ - biên độ thành phần sóng hài của điện áp chỉnh lưu [V] ;

$I_1^*(\%)$ - trị hiệu dụng của dòng điện sóng cơ bản lấy tỷ số theo dòng điện định mức của chỉnh lưu. Trị số này cho phép $I_1^* \% < 10\% I_{dm}$.

Biên độ thành phần sóng hài của điện áp chỉnh lưu $U_{dn.max}$ có thể được xác định theo công thức [22] :

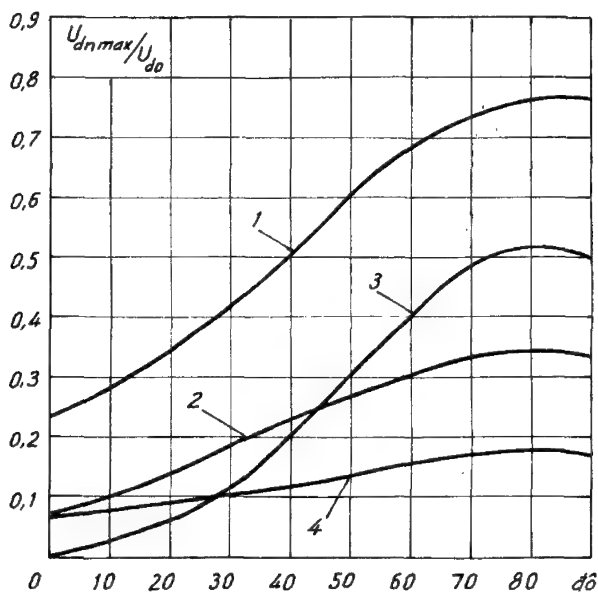
$$\frac{U_{dn.max}}{U_{d0}} = \frac{2.\cos\alpha}{K^2.m^2 - 1} \sqrt{1 + K^2.m^2.tg^2\alpha} \quad (8.38)$$

trong đó : U_{d0} - điện áp chỉnh lưu cực đại [V] ;

α - góc điều khiển van bán dẫn [rad/s].

Trong sơ đồ chỉnh lưu cầu và tia ba pha, thành phần sóng cơ bản ($K = 1$) có biên độ lớn nhất. Biên độ sóng hài bậc càng cao sẽ càng giảm, tác dụng của cuộn kháng lọc với các thành phần hài bậc cao này càng có hiệu quả hơn. Vì vậy tính điện cảm của cuộn kháng đối với các sơ đồ chỉnh lưu chỉ cần tính theo thành phần sóng cơ bản là đủ.

Quan hệ giữa tỷ lệ của biên độ sóng hài theo trị trung bình điện áp chỉnh lưu $\frac{U_{dn.max}}{U_{d0}}$ với góc mở van bán dẫn α của các sơ đồ chỉnh lưu cầu và tia ba pha xây dựng theo công thức (8.38), mô tả trên hình 8.8.



Hình 8.8. Quan hệ giữa biên độ sóng bậc nhất với góc mở van bán dẫn α

Các đường cong 1, 2 trên hình 8.8 mô tả quan hệ $\frac{U_{dn.max}}{U_{d0}} = f(\alpha)$ với

$K = 1$ cho các sơ đồ cầu ba pha điều khiển đối xứng và tia ba pha.

Đối với sơ đồ chỉnh lưu điều khiển không đối xứng, khi góc điều khiển α nhỏ, thành phần sóng hài với $K = 2$ và $K.m = 6$ (đường 4 trên hình 8.8); còn khi góc điều khiển bắt đầu từ $\alpha = 25^\circ$, thành phần cơ bản $K = 1$ (đường 3 trên hình 8.8) có biên độ lớn hơn.

Khi tính điện cảm cuộn kháng lọc dòng điện đập mạch, cần căn cứ vào mức độ cho phép của đập mạch dòng điện chỉnh lưu đối với tải ở trị số điện áp định mức và điện áp cực tiểu.

Các bộ chỉnh lưu cầu điều khiển đối xứng, ở chế độ dòng điện và điện áp định mức thường có góc điều khiển $\alpha \approx 30^\circ$. Trị số góc này cần có để đáp ứng khả năng bù sụt áp khi điện áp nguồn lưới giảm và sụt áp do tăng tải của bộ chỉnh lưu. Vì vậy góc mở ban đầu của các van bán dẫn có thể coi $\alpha_0 = 30^\circ$.

Có thể tính được mức điện áp chỉnh lưu định mức của sơ đồ chỉnh lưu điều khiển đối xứng có tại $\alpha_0 = 30^\circ$, trong sơ đồ chỉnh lưu điều khiển không đối xứng góc này có trị số $\alpha_0 = 43^\circ$.

Trong các sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển, khi góc mở van bán dẫn càng tăng thì biên độ sóng hài càng cao. Do vậy khi tính điện cảm theo (8.37) và xác định biên độ điện áp sóng hài theo (8.38) hay theo các đường cong trên hình 8.8, người ta thường tính cho trường hợp góc mở van lớn nhất α_{max}

Để xác định được góc mở van lớn nhất α_{max} cần xác định được điện áp cực tiểu $U_{d,min}$ theo yêu cầu về dải điều khiển điện áp của tải. Từ $U_{d,min}$ theo các công thức tính điện áp tải của chỉnh lưu trong bảng 8.1 cột 4, xác định được góc α_{max} cần thiết. Từ α_{max} tra đường cong trên hình 8.8 (hay tính theo công thức 8.38) ta có được $U_{dn.max}$. Thay $U_{dn.max}$ vào (8.37) ta tính được trị số điện cảm lọc cần thiết L_L .

Trị số điện cảm của cuộn kháng lọc L_{ckL} cần mắc thêm để lọc thành phần dòng điện đập mạch được tính theo công thức :

$$L_{ckL} = L_L - L_d - L_{BA} \quad (8.39)$$

trong đó :

L_{ckL} - điện cảm cuộn kháng lọc cần mắc thêm ;

L_L - điện cảm cần thiết để lọc thành phần sóng hài dòng điện

$$I_1^* \% < 10 \% ;$$

L_d - điện cảm của tải ;

L_{BA} - điện cảm của máy biến áp.

Thông thường tải là động cơ điện một chiều, với tải là động cơ điện một chiều, điện cảm phần ứng của động cơ được tính gần đúng theo công thức :

$$L_u = K_d \cdot \frac{30U_{dm}}{\pi I_{dm} \cdot n_{dm} \cdot p} \quad (8.40)$$

trong đó :

$K_d = 0,5 \div 0,6$ - đối với động cơ không có cuộn bù ;

$K_d = 0,1 \div 0,25$ - đối với động cơ có cuộn bù ;

n_{dm} - tốc độ quay định mức của động cơ [vòng/ph] ;

U_{dm} - điện áp định mức của động cơ [V] ;

I_{dm} - dòng điện định mức của động cơ [A].

Điện cảm của máy biến áp L_{BA} được lấy từ thông số máy biến áp tính theo công thức (8.29). Trường hợp biến áp có thông số của nhà chế tạo, điện cảm có thể tính gần đúng theo công thức :

$$L_{BA} \cong 2 \cdot \frac{u_n \% U_{2f}}{\omega \cdot I_{2f} \cdot 100} , [H] \quad (8.41)$$

trong đó : $u_n \%$ - điện áp ngắn mạch phần trăm của máy biến áp ;

U_{2f} - điện áp pha thứ cấp máy biến áp ;

$\omega = 2\pi f$ - tần số góc của lưới công nghiệp ;

I_{2f} - dòng điện pha thứ cấp máy biến áp.

8.5.2. THIẾT KẾ CUỘN KHÁNG LỌC (CKL) DÒNG ĐIỆN ĐẬP MẠCH

1. Các thông số cần thiết cho thiết kế

- Điện cảm của cuộn kháng lọc tính theo (8.37) khi tải không điện cảm (thuần trở), theo (8.39) khi tải có điện cảm.

- Dòng điện định mức chạy qua cuộn kháng I_{dm} (dòng điện này là dòng điện chỉnh lưu định mức).

- Thành phần dòng điện xoay chiều cho phép của sóng cơ bản (thường cho phép $I_{(1)} < 10\% \cdot I_{dm}$).

Thông thường dây quấn cuộn kháng loại này có tiết diện khá lớn, do vậy điện trở thuần của cuộn kháng nhỏ, có thể bỏ qua. Vì vậy :

$$Z_{CKL} = X_{CKL} = \omega' \cdot L_{CKL} = 2\pi f \cdot m \cdot L_{CKL} \quad (8.42)$$

trong đó :

f - tần số điện áp nguồn cấp, $f = 50 \text{ Hz}$;

m - số lần đập mạch của sơ đồ chỉnh lưu.

2. Tính điện áp rơi trên cuộn kháng :

$$\Delta U_{CKL} = Z_{CKL} \cdot I_{(1)} \quad (8.43)$$

3. Tính công suất cuộn kháng lọc :

$$P_{CKL} = \Delta U_{CKL} \cdot I_{(1)} \quad (8.44)$$

4. Tính toán lõi thép cuộn kháng lọc

Tiết diện lõi thép cuộn kháng lọc :

$$Q_{Fe} = k \sqrt{\frac{P_{CKL}}{f}} \quad (8.45)$$

trong đó :

Q_{Fe} - tiết diện lõi thép [cm^2] ;

P_{CKL} - công suất cuộn kháng [W] ;

$f' = f \cdot m$.

$k = 5 \div 6$, thường cuộn kháng loại này hay chế tạo bằng cuộn kháng khô.

Các kích thước cơ bản của lõi thép được chọn như chọn kích thước lõi thép máy biến áp khô.

5. Tính toán dây quấn cuộn kháng

Khi có thành phần dòng điện xoay chiều bậc nhất $I_{(1)}$ chạy qua cuộn kháng lọc, trong cuộn kháng xuất hiện một sức điện động tự cảm, trị số sức điện động này được tính :

$$E_{CKL} = 4,44 \cdot k_{dq} \cdot V \cdot f \cdot \Phi = 4,44 k_{dq} \cdot V \cdot f \cdot B \cdot Q_{Fe} \quad (8.46)$$

trong đó :

k_{dq} - hệ số dây quấn, có thể chọn $k_{dq} = 1,1 \div 1,3$;

W - số vòng dây cuộn kháng lọc ;

f - tần số dòng điện sau chỉnh lưu $f = 50$ Hz ;

B - mật độ từ cảm của lõi thép, với $B = 1,1 \div 1,8$;

Q_{Fe} - tiết diện hiệu quả của lõi thép.

Với giả thiết bỏ qua sụt áp trên điện trở, sức điện động E_{CKL} xấp xỉ sụt áp trên cuộn kháng ΔU_{CKL} đã tính ở trên ($E_{CKL} = \Delta U_{CKL}$). Từ đó có thể tính được số vòng dây W của cuộn kháng lọc :

$$W = \frac{\Delta U_{CKL}}{4,44 k_{dq} \cdot f \cdot B \cdot Q'_{Fe}} \quad (8.47)$$

Dây quấn cuộn kháng có tiết diện :

$$S_{Cu} = \frac{I_{dm}}{J}$$

Từ tiết diện S_{Cu} , tra bảng kích thước dây quấn chọn được dây quấn cần thiết.

Việc tính toán các thông số, kích thước còn lại của cuộn kháng tương tự như tính toán máy biến áp [4].

8.6. TÍNH TOÁN CUỘN KHÁNG HẠN CHẾ DÒNG ĐIỆN GIÁN ĐOẠN

8.6.1. KHÁI QUÁT

Đối với tải một chiều, dòng điện gián đoạn làm xấu đi rất nhiều chế độ làm việc bình thường cũng như chế độ quá độ của tải. Một trong những loại tải chịu ảnh hưởng nặng nề nhất của sự gián đoạn dòng điện là động cơ điện một chiều. Động cơ điện một chiều làm việc ở chế độ dòng điện gián đoạn với đặc tính cơ có chất lượng rất xấu. Do vậy việc thiết kế cuộn kháng nhằm hạn chế vùng làm việc gián đoạn của dòng điện của động cơ điện một chiều cũng như các loại tải khác là cần thiết.

Hiện tượng gián đoạn dòng điện chỉnh lưu xảy ra do năng lượng điện từ tích lũy trong mạch không đủ lớn, để duy trì tính liên tục của dòng điện khi điện áp nguồn đổi dấu. Ở chế độ dòng điện gián đoạn, góc dẫn của van trở nên nhỏ hơn $2\pi/m$, do điện áp xoay chiều đổi dấu nên dòng điện chạy qua van bán dẫn về 0 trước khi kích mở van kế tiếp.

Nếu van mở tại thời điểm t_0 nào đó tương ứng với góc mở van $\alpha = \omega t_0$ tính từ gốc tọa độ của đường cong điện áp hình sin, hoặc là góc mở van tính từ thời điểm điện áp bắt đầu dương.

Từ sơ đồ thay thế của hệ thống chỉnh lưu—động cơ (CL—ĐC) [1], ta có phương trình vi phân :

$$U_{2m}\sin(\omega t + \alpha_0) = E_{dc} + \Delta U_v + R.i_U + L \cdot \frac{dv}{dt} \quad (8.48)$$

Đặt : $T = L/R$ - hằng số thời gian điện từ của mạch ; $\varphi = \arctg(\omega T)$ - góc pha của mạch.

Giải phương trình (8.48) ta được nghiệm của phương trình vi phân :

$$i_U = \left[R.I_0 + E_{dc} - U_{2m}\cos\varphi.\sin(\alpha_0 - \varphi) \right] \exp(-\omega t.\cos\varphi) - \left[E_{dc} - U_{2m}.\sin(\omega.t + \alpha_0 - \varphi) \right] \quad (8.49)$$

trong đó :

I_0 - giá trị ban đầu của dòng điện trong mỗi khoảng van dẫn [A] ;

E_{dc} - sức điện động của động cơ [V].

Dòng điện phản ứng động cơ i_U có dạng đập mạch, nên có thể phân tích thành thành phần một chiều và xoay chiều. Thành phần một chiều của dòng điện chỉnh lưu chính là thành phần tác dụng và được xác định bằng trị trung bình của i_U trong một chu kỳ :

$$i_U = \frac{m}{2\pi} \int_0^\lambda i_U.d\omega.t = \frac{m}{2\pi} \cdot \frac{1}{R} \left[U_{2m}.\sin\left(\alpha_n + \frac{1}{2}\lambda\right) - \frac{1}{2}\lambda.E_{dc} \right] \quad (8.50)$$

Để hạn chế dòng điện gián đoạn, hay nói cách khác là muốn cho tải luôn làm việc ở chế độ dòng điện liên tục, với bất kỳ điện áp chỉnh lưu nào trong cả dải điều chỉnh điện áp, thì điện cảm của mạch phải đủ lớn. Đó đó

ta cần có thêm cuộn kháng mắc nối tiếp với tải một chiều để hạn chế vùng gián đoạn dòng điện.

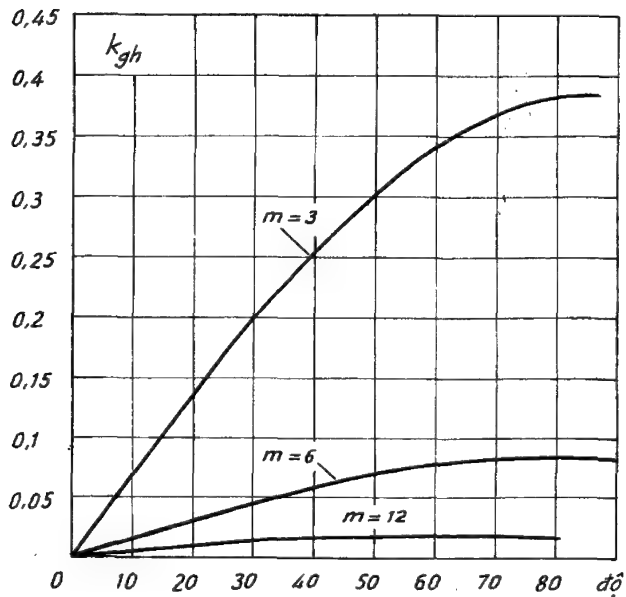
Động cơ điện một chiều có dòng điện gián đoạn kéo dài nhất khi động cơ làm việc ở tốc độ cuối dải điều khiển (khi điện áp của bộ chỉnh lưu thấp nhất). Như vậy khi góc mở van bán dẫn lớn nhất α_{\max} thì dòng điện tải bị kéo dài nhất.

Điện cảm cần thiết để hạn chế vùng dòng điện gián đoạn được tính theo công thức sau [22] :

$$L_{gd} = \frac{1}{\omega} \left[\frac{U_{d0}}{I_{dgh}} \cdot k_{gh} - x_{BA} \right] \tag{8.51}$$

trong đó :

- L_{gd} - điện cảm cần thiết để hạn chế dòng điện gián đoạn [H] ;
- $\omega = 2\pi f.m$ - tần số góc của dòng điện, với $f = 50$ Hz ;
- U_{d0} - điện áp không tải của chỉnh lưu ;



Hình 8.9. Quan hệ giữa hệ số k_{gh} theo góc mở van α

I_{dgh} - dòng điện giới hạn nhỏ nhất, dòng điện này trong tính toán nên chọn xấp xỉ dòng điện không tải. Có thể chọn $I_{dgh} \leq 0,05I_{dm}$.

k_{gh} - hệ số phụ thuộc góc mở van bán dẫn.

Hệ số k_{gh} được tính [22] theo công thức sau :

$$k_{gh} = \left(1 - \frac{\pi}{m} \cotg \frac{\pi}{m}\right) \sin \alpha \quad (8.52)$$

Để đơn giản trong việc tính biểu thức (8.52), quan hệ giữa k_{gh} và góc mở van bán dẫn theo (8.52) có thể xây dựng thành đồ thị như biểu diễn trên hình 8.9.

Tóm lại, để tính được điện cảm của cuộn kháng hạn chế dòng điện gián đoạn, ta cần :

- Từ dải điều khiển điện áp (hay dải điều khiển tốc độ động cơ) xác định được góc mở van lớn nhất α_{max}
- Thay vào (8.52) (hoặc tra theo hình 8.9) ta được hệ số k_{gh} .
- Thay hệ số k_{gh} vào (8.51) ta tính được trị số điện cảm cần thiết L_{gd} để hạn chế vùng dòng điện gián đoạn.
- Hiệu số giữa điện cảm cần thiết L_{gd} và điện cảm tải L_d sẽ là điện cảm của cuộn kháng mắc thêm vào mạch để hạn chế dòng điện gián đoạn :

$$L_{CKgd} = L_{gd} - L_d \quad (8.53)$$

8.6.2 THIẾT KẾ CUỘN KHÁNG HẠN CHẾ DÒNG ĐIỆN GIÁN ĐOẠN

1. Các thông số cần có :

Điện cảm của cuộn kháng tính theo (8.53).

Dòng điện định mức chạy qua cuộn kháng. Dòng điện này bằng dòng điện chỉnh lưu I_{dm} .

Giá trị dòng điện gián đoạn giới hạn.

2. Trình tự tính toán :

1. Tính tổng trở của cuộn kháng :

$$Z_{CKgd} = R_{CK} + 2\pi f L_{CKgd} \quad (8.54)$$

Vì dây quấn chịu dòng tải nên tiết diện dây lớn, ta bỏ qua thành phần điện trở trong biểu thức tổng trở, lúc đó cuộn kháng được tính :

$$Z_{CKgd} = 2\pi f' L_{CKgd} \cdot \tag{8.55}$$

trong đó : $f' = 2\pi f.m = 314 \text{ m.}$

2. Tính công suất của cuộn kháng giới hạn dòng điện gián đoạn :

$$P_{CKgd} = \Delta U_{CK}.I_{gh} \cdot \tag{8.56}$$

với : $\Delta U_{CK} = I_{gh}.Z_{CKgh}.$

3. Tính tiết diện lõi thép cuộn kháng :

$$Q_{Fe} = k.\sqrt{\frac{P_{CKgd}}{f}} \tag{8.57}$$

với : $k = 5 \div 6 ; f' = 50 \text{ Hz}$

4. Tính số vòng dây cần có của cuộn kháng.

Dòng điện gián đoạn có dạng là các xung dòng điện, do đó khi chạy trong cuộn kháng làm xuất hiện một sức điện động tự cảm E_{gd} , sức điện động này được xác định theo công thức :

$$E_{gd} = 4,44k_{dq}.W.f'.B.Q_{Fe} \cdot \tag{8.58}$$

Từ (8.58) ta có :

$$W = \frac{E_{gd}}{4,44k_{dq}.f'.B.Q_{Fe}} = \frac{\Delta U_{CK}}{4,44k_{dq}.f'.B.Q_{Fe}}$$

3. Xác định diện cảm mạch chỉnh lưu nhằm giới hạn vùng dòng điện gián đoạn

	Số pha	Số lần đập mạch	Điện cảm mạch chỉnh lưu L_d (Henry)
Tia ba pha	3	3	$L_d = \frac{1}{\omega} \left(0,46 \cdot \frac{U_{2f}}{I_{dgh}} \sin\alpha - x_{fBA} \right)$
Tia sáu pha có điện kháng cân bằng	3	6	$L_d = \frac{1}{\omega} \left(0,1089 \cdot \frac{U_{2f}}{I_{dgh}} \sin\alpha - \frac{x_{fBA}}{2} \right)$

Tiếp theo

	Số pha	Số lần đập mạch	Điện cảm mạch chỉnh lưu L_d (Henry)
Hai tia ba pha ngược nhau có điện kháng cân bằng. Theo sơ đồ tương đương 12 pha	3	12	Mắc song song : $L_d = \frac{1}{\omega} \left(0,02684 \cdot \frac{U_{2f}}{I_{dgh}} \sin \alpha - \frac{x_{fBA}}{4} \right)$
			Mắc nối tiếp : $L_d = \frac{1}{\omega} \left(0,02884 \cdot \frac{U_{2f}}{I_{dgh}} \sin \alpha - x_{fBA} \right)$
Cầu ba pha điều khiển đối xúng	3	6	$L_d = \frac{1}{\omega} \left(0,126 \cdot \frac{U_{2f}}{I_{dgh}} \sin \alpha - 2x_{fBA} \right)$

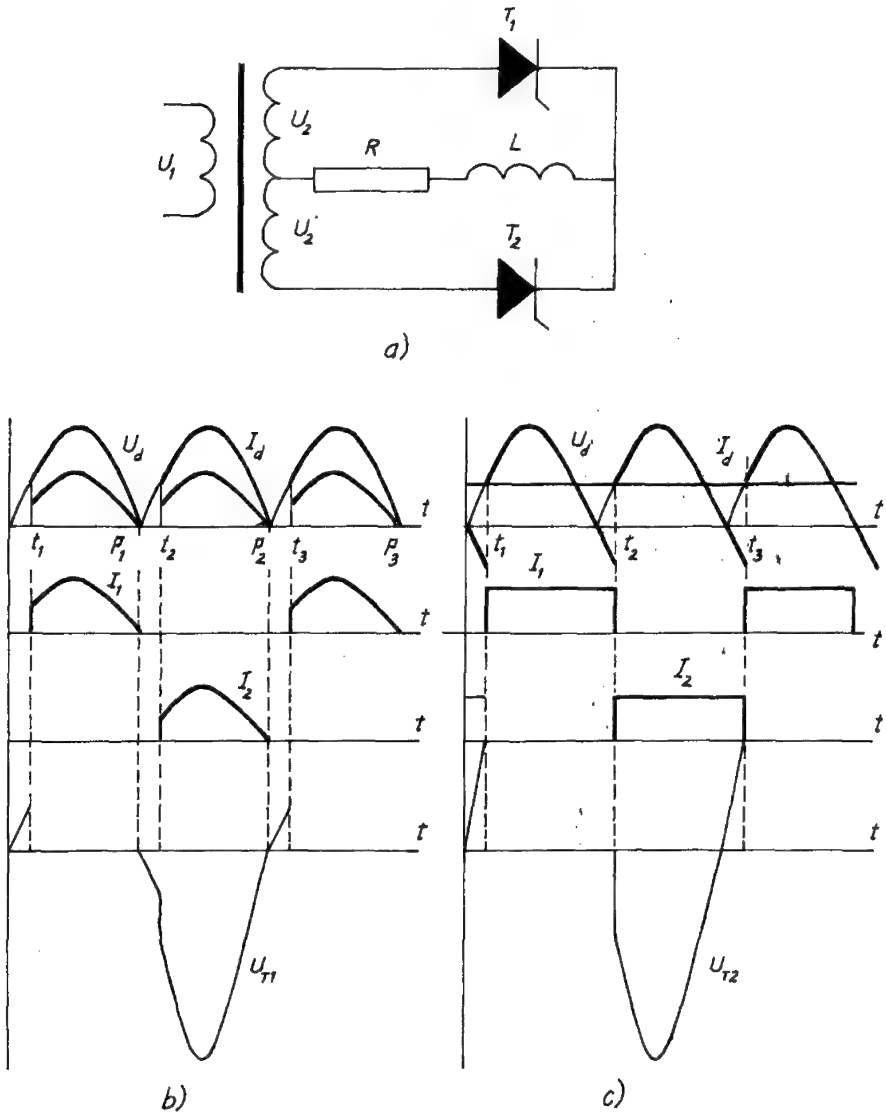
8.7. TÍNH TOÁN, VẼ CÁC ĐƯỜNG CONG DÒNG ĐIỆN, ĐIỆN ÁP
CỦA TẢI VÀ CỦA CÁC VAN

Hình dáng đường cong dòng điện, điện áp tải thường được mô tả tùy thuộc dạng sơ đồ và tính chất của tải.

Nguyên tắc chung khi vẽ đường cong dòng điện và điện áp tải là : Trên cơ sở đường cong điện áp xoay chiều hình sin (một hay ba pha) xác định góc mở các van. Từ thời điểm mở van cho tới cuối bán kỳ điện áp dương anôt (hoặc tới thời điểm mở van của pha kế tiếp tùy theo góc mở van, tính chất của tải) điện áp tải bằng điện áp nguồn xoay chiều, các van mở luân phiên nhau nên điện áp tải sẽ là các đường điện áp dương anôt của van đặt liên tiếp nhau. Dòng điện tải sẽ đồng dạng với đường cong điện áp nếu tải thuần trở, sẽ được lọc bằng phẳng hơn nếu tải có điện cảm.

Ví dụ vẽ các đường cong trên bằng sơ đồ minh họa chỉnh lưu cả chu kỳ với biến áp có điểm giữa trên hình 8.10a. Trên hình 8.10b mô tả các đường cong điện áp tải U_d , dòng điện tải I_d , dòng điện qua các van T_1 , T_2 và điện

áp ngược của van T_1 , khi sơ đồ 8.10a làm việc với tải thuần trở. Trên hình 8.10c mô tả các đường cong khi tải có điện cảm bằng vô hạn.



Hình 8.10.

- a) Sơ đồ động lực chỉnh lưu cả chu kỳ với biến áp có điểm giữa ;
- b) Các đường cong dòng điện, điện áp với tải R ;
- c) Các đường cong dòng điện, điện áp với tải $R-L$.

Dòng điện qua các van được vẽ có hình dạng giống như dòng điện tải trong vùng van dẫn, ngoài vùng dẫn dòng điện van bằng 0. Ví dụ trên hình 8.10c van T_1 dẫn trong khoảng $t_1 \div t_2$, trong khoảng này dòng điện van bằng dòng điện tải tới $(t_2 \div t_3)$ van T_1 khóa, do đó dòng điện van T_1 bằng 0, khoảng tiếp theo $(t_3 \div t_4)$ van T_1 dẫn lại, dòng điện van bằng dòng điện tải.

Muốn vẽ đúng đường cong điện áp trên van, phải xác định chính xác các khoảng dẫn và khóa của các van. Điện áp ngược của van phải chịu là điện áp pha nếu là chỉnh lưu một nửa chu kỳ và cầu một pha ; hai lần điện áp pha nếu là chỉnh lưu một pha với biến áp có điểm giữa, các điện áp dây giữa van đang mở với van đang khóa nếu là các chỉnh lưu ba pha.

Theo nguyên tắc trên, điện áp trên van T_1 (hình 8.10a), khi sơ đồ làm việc với tải thuần trở (các đường cong hình 8.10b) có thể mô tả như sau : Trong khoảng thời gian van dẫn $(t_1 \div p_1)$, điện áp van U_{T1} bằng 0. Ngoài khoảng van T_1 dẫn, nếu van T_2 không dẫn trong các khoảng $(0 \div t_1)$, $(p_1 \div t_2)$, $(p_2 \div t_3)$ điện áp U_{T1} bằng điện áp xoay chiều giữa anốt T_1 với điểm giữa, nếu van T_2 dẫn đặt ngược điện áp của cả hai cuộn dây thứ cấp biến áp lên T_1 , nên điện áp U_{T1} bằng điện áp xoay chiều cả hai cuộn dây thứ cấp.

Khi sơ đồ làm việc với tải điện cảm, điện áp U_{T1} (hình 8.10c) sẽ khác so với đường cong tương ứng trên hình 8.10b, vì không có khoảng thời gian cả hai van đều khóa. Vì vậy trong khoảng $(0 \div t_1)$ van T_1 khóa, T_2 dẫn, điện áp T_1 là điện áp $U_{AB} = 2U_2$, khoảng $t_1 \div t_2$ van T_1 dẫn, điện áp trên van bằng sụt áp (ở đây ta coi bằng 0), tới khoảng $(t_2 \div t_3)$ van T_1 khóa, van T_2 dẫn, điện áp trên van lại bằng điện áp U_{AB} .

8.8. THIẾT KẾ MẠCH ĐIỀU KHIỂN

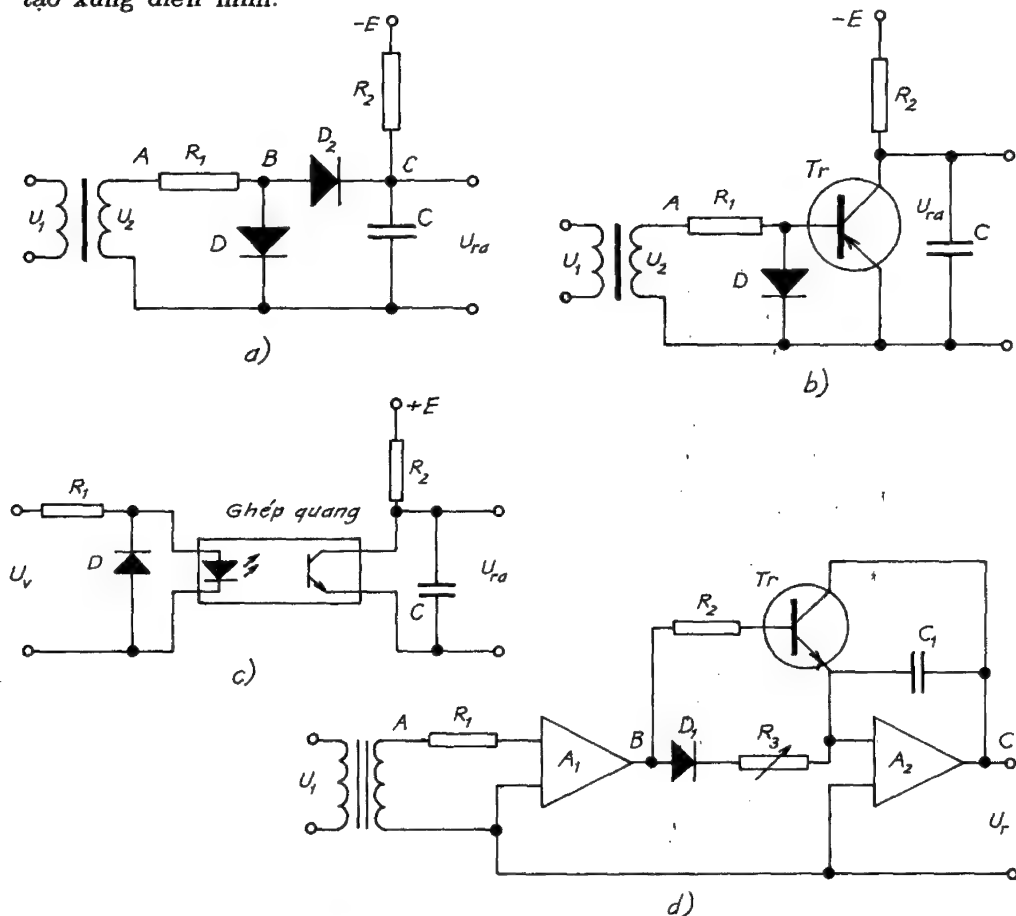
8.8.1 SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ

Hiện nay mạch điều khiển chỉnh lưu thường được thiết kế theo nguyên tắc thẳng đứng tuyến tính như giới thiệu trong mục 8.2.

Theo nhiệm vụ của các khâu như đã giới thiệu, tiến hành thiết kế, tính chọn các khâu cơ bản của ba khối trên. Tốt nhất là nên chọn trong các sơ

đồ đã có trong các giáo trình và tài liệu. Trong tài liệu này chỉ giới thiệu một số sơ đồ ví dụ cho người thiết kế làm tư liệu tham khảo để lựa chọn.

Trên hình 8.11, 8.12, 8.13 giới thiệu một số khâu đồng pha, so sánh, tạo xung điển hình.



Hình 8.11. Một số khâu đồng pha điển hình

- a) Dùng diôt và tụ ; b) Dùng tranzito và tụ ;
c) Dùng bộ ghép quang ; d) Dùng khuếch đại thuật toán

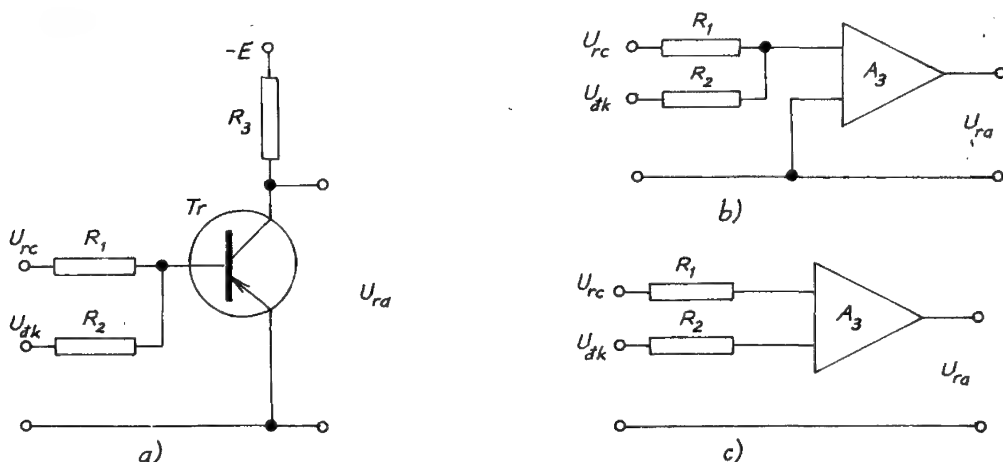
Sơ đồ ở hình 8.11a là sơ đồ đơn giản, dễ thực hiện, với số linh kiện ít, nhưng chất lượng điện áp tựa không tốt. Độ dài của phần biến thiên tuyến tính của điện áp tựa không phủ hết 180° . Do vậy, góc mở van lớn nhất giới hạn. Hay nói cách khác, nếu theo sơ đồ này điện áp tải không điều khiển được từ 0 tới cực đại mà từ một trị số nào đó đến cực đại.

Để khắc phục nhược điểm về dải điều chỉnh của sơ đồ ở hình 8.11a, người ta sử dụng sơ đồ tạo điện áp tựa bằng sơ đồ trên hình 8.11b. Theo sơ đồ này, điện áp tựa có phần biến thiên tuyến tính phủ hết nửa chu kỳ điện áp. Do vậy khi cần điều khiển điện áp từ 0 tới cực đại là hoàn toàn có thể đáp ứng được.

Với sự ra đời của các linh kiện ghép quang, ta có thể sử dụng sơ đồ tạo điện áp tựa bằng bộ ghép quang như trên hình 8.11c. Nguyên lý và chất lượng điện áp tựa của hai sơ đồ trên hình 8.11b, c tương đối giống nhau. Ưu điểm của sơ đồ trên hình 8.11c ở chỗ không cần biến áp đồng pha, do đó có thể đơn giản hơn trong việc chế tạo và lắp đặt.

Các sơ đồ trên đều có chung nhược điểm là việc mở, khóa các tranzito trong vùng điện áp lân cận 0 là thiếu chính xác, làm cho việc nạp, xả tụ trong vùng điện áp lưới gần 0 không được như ý muốn.

Ngày nay các vi mạch được chế tạo ngày càng nhiều, chất lượng ngày càng cao, kích thước ngày càng gọn, ứng dụng các vi mạch vào thiết kế mạch đồng pha có thể cho ta chất lượng điện áp tựa tốt. Trên sơ đồ ở hình 8.11d mô tả việc tạo điện áp tựa dùng khuếch đại thuật toán (KĐTT).

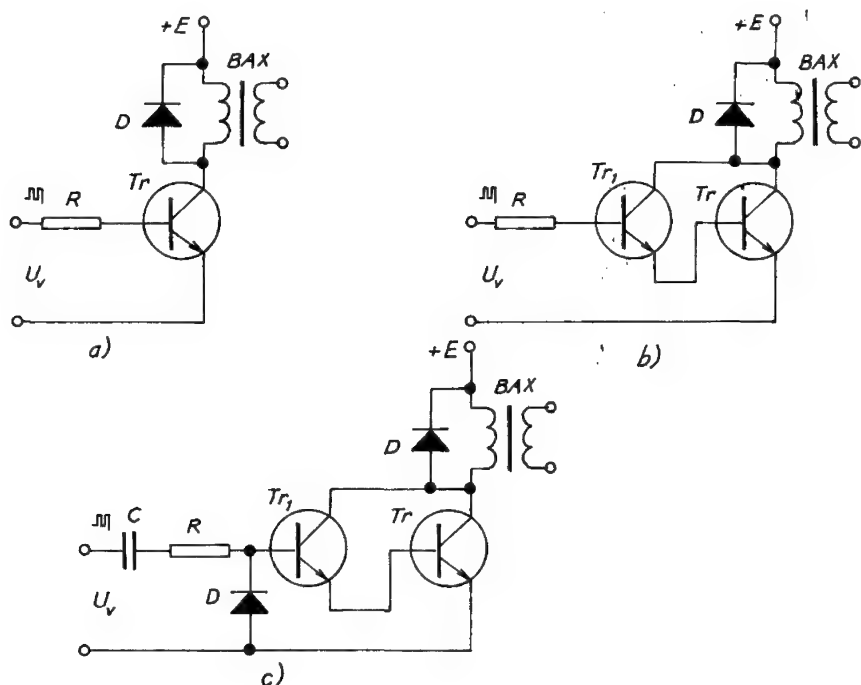


Hình 8.12. Sơ đồ các khâu so sánh thường gặp
a) Bằng tranzito ; b) Cộng một cổng đảo của KĐTT ;
c) Hai cổng KĐTT

Để xác định được thời điểm cần mở tiristo, cần so sánh hai tín hiệu U_{dk} và U_{rc} . Việc so sánh các tín hiệu đó có thể được thực hiện bằng tranzito (Tr) như trên hình 8.12a. Tại thời điểm $U_{dk} = U_{rc}$, đầu vào Tr lật trạng thái khóa sang mở (hay ngược lại từ mở sang khóa), làm cho điện áp ra cũng bị lật trạng thái, tại đó ta đánh dấu được thời điểm cần mở tiristo.

Với mức độ mở bão hòa của Tr phụ thuộc vào hiệu $U_{dk} \pm U_{rc} = U_b$, hiệu này có một vùng điện áp nhỏ hàng mV, làm cho Tr không làm việc ở chế độ đóng cắt như mong muốn, do đó nhiều khi làm thời điểm mở tiristo bị lệch khá xa so với điểm cần mở tại $U_{dk} = U_{rc}$.

Khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại vô cùng lớn, chỉ cần một tín hiệu rất nhỏ (cỡ μV) ở đầu vào, đầu ra đã có điện áp nguồn nuôi, nên việc ứng dụng khuếch đại thuật toán làm khâu so sánh là hợp lý. Các sơ đồ so sánh dùng khuếch đại thuật toán trên hình 8.12b, c rất thường gặp trong



Hình 8.13. Sơ đồ các khâu khuếch đại

- a) Bằng tranzito công suất ; b) Bằng sơ đồ Darlington ;
 c) Sơ đồ có tụ nối tăng.

các sơ đồ mạch hiện nay. Ưu điểm hơn hẳn của các sơ đồ này là có thể phát xung điều khiển chính xác tại $U_{dk} = U_{rc}$.

Với nhiệm vụ tạo xung phù hợp để mở tiristo như đã nêu ở trên, tầng khuếch đại cuối cùng thường được thiết kế bằng tranzito công suất, như mô tả trên hình 8.13a. Để có xung dạng kim gủi tới tiristo, ta dùng biến áp xung (BAX), để có thể khuếch đại công suất ta dùng Tr, diôt D bảo vệ Tr và cuộn dây sơ cấp biến áp xung khi Tr khóa đột ngột. Mặc dù với ưu điểm đơn giản, nhưng sơ đồ này không được dùng rộng rãi, bởi lẽ hệ số khuếch đại của tranzito loại này nhiều khi không đủ lớn, để khuếch đại được tín hiệu từ khâu so sánh đưa sang.

Tầng khuếch đại cuối cùng bằng sơ đồ Darlington như trên hình 8.13b thường hay được dùng trong thực tế. Sơ đồ này hoàn toàn có thể đáp ứng được yêu cầu về khuếch đại công suất, khi hệ số khuếch đại được nhân lên theo thông số của các tranzito.

Trong thực tế xung điều khiển chỉ cần có độ rộng bé (cỡ khoảng 10 đến 200 μs), mà thời gian mở thông các tranzito công suất dài (tối đa tới một nửa chu kỳ - 0,01 s), làm cho công suất tỏa nhiệt dư của Tr quá lớn và kích thước dây quấn sơ cấp biến áp dư lớn. Để giảm nhỏ công suất tỏa nhiệt Tr và kích thước dây sơ cấp BAX, ta có thể thêm tụ nối tầng như ở hình 8.13c. Theo sơ đồ này, Tr chỉ mở cho dòng điện chạy qua trong khoảng thời gian nạp tụ, nên dòng hiệu dụng của chúng bé hơn nhiều lần.

Đối với một số sơ đồ mạch, để giảm công suất cho tầng khuếch đại và tăng số lượng xung kích mở, nhằm đảm bảo tiristo mở một cách chắc chắn, người ta hay phát xung chùm cho các tiristo. Nguyên tắc phát xung chùm là trước khi vào tầng khuếch đại, ta đưa chèn thêm một cổng VÀ (&) với tín hiệu vào nhận từ tầng so sánh và từ bộ phát xung chùm như ở hình 8.14.

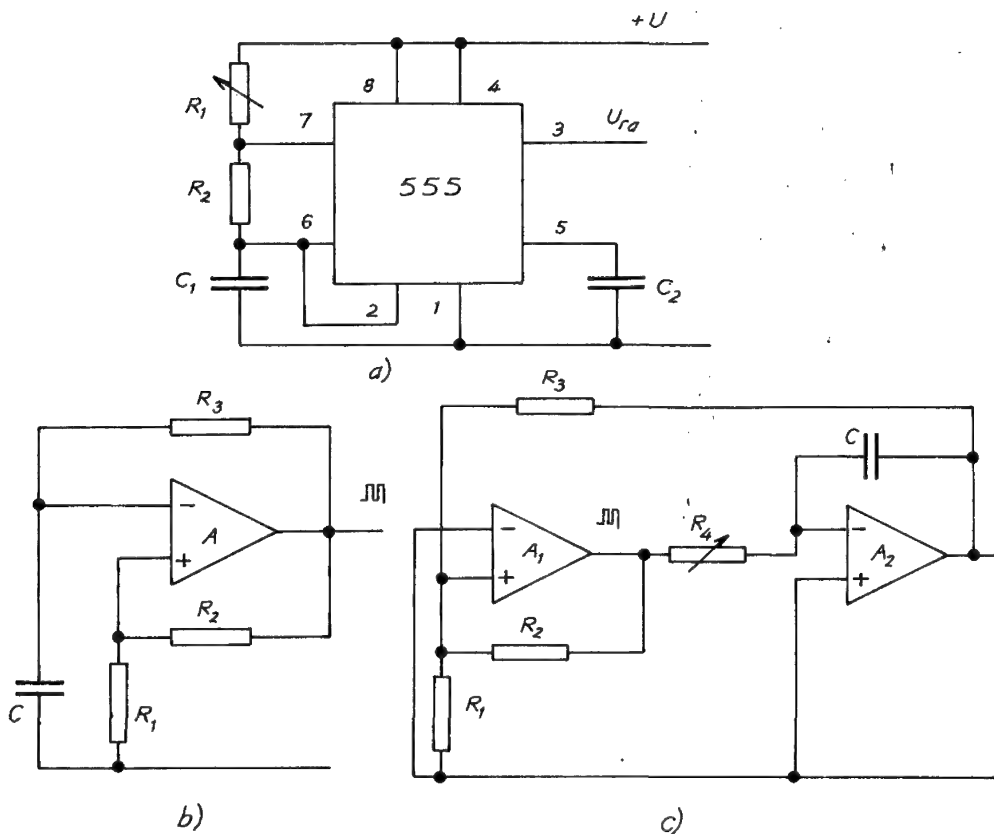


Hình 8.14. Sơ đồ phối hợp tạo xung chùm

Các sơ đồ tạo chùm xung có thể tham khảo trong tài liệu [7]. Một số sơ đồ khâu tạo chùm xung mô tả trên hình 8.15.

Vì mạch 555 tạo xung đồng hồ (hình 8.15a) cho ta chất lượng xung khá tốt và sơ đồ cũng tương đối đơn giản. Sơ đồ này thường hay gặp trong các mạch tạo chùm xung.

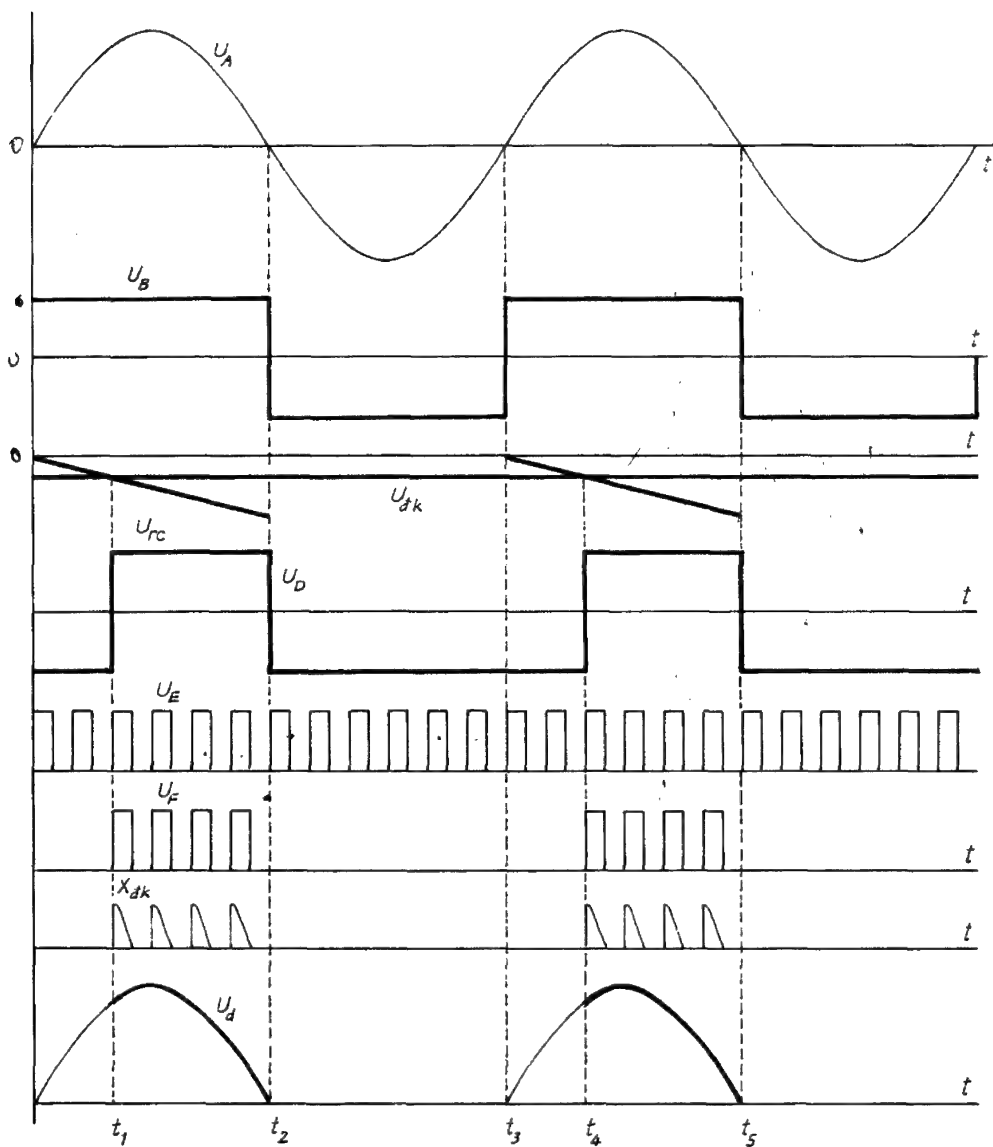
Trong thiết kế mạch điều khiển, thường hay sử dụng khuếch đại thuật toán. Do đó để đồng dạng về linh kiện, khâu tạo chùm xung cũng có thể sử dụng khuếch đại thuật toán như các sơ đồ trên hình 8.15b, c. Tuy nhiên ở đây sơ đồ dao động đa hài (hình 8.15b) có ưu điểm hơn về mức độ đơn giản, do đó được sử dụng khá rộng rãi trong các mạch tạo xung chữ nhật.



Hình 8.15. - Một số sơ đồ tạo chùm xung
 a) Sơ đồ dùng vi mạch 555 ; b) Đa hài bằng KĐT ;
 c) Tạo bằng mạch KĐT

* Sau khi chọn xong các khâu cơ bản, vẽ mạch hoàn chỉnh

Ví dụ, sơ đồ đồng pha chọn ở hình 8.11d, sơ đồ chọn hình 8.12b, sơ đồ khuếch đại chọn hình 8.13c, sơ đồ tạo chùm xung hình 8.15b, ta có sơ đồ nguyên lý mạch điều khiển tiristo mô tả trên hình 8.16.



Hình 8.17. Giản đồ các đường cong mạch điều khiển

Khi đã có mạch điều khiển, tiến hành giải thích hoạt động của toàn bộ mạch và hiệu chỉnh những điểm chưa hợp lý.

Hoạt động của mạch điều khiển ở hình 8.16 có thể giải thích theo giản đồ các đường cong trên hình 8.17 như sau :

Điện áp vào tại điểm A (U_A) có dạng hình sin, trùng pha với điện áp anốt của tiristo T, qua khuếch đại thuật toán (KĐTT) A_1 cho ta chuỗi xung chữ nhật đối xứng U_B . Phần áp dương của điện áp chữ nhật U_B qua diốt D_1 tới A_2 tích phân thành điện áp tựa U_{rc} . Điện áp âm của điện áp U_B làm mở thông tranzito Tr_1 , kết quả là A_2 bị ngắn mạch (với $U_{rc} = 0$) trong vùng U_B âm. Trên đầu ra của A_2 ta có chuỗi điện áp răng cưa U_{rc} gián đoạn.

Điện áp U_{rc} được so sánh với điện áp điều khiển U_{dk} tại đầu vào của A_3 . Tổng đại số $U_{rc} + U_{dk}$ quyết định dấu điện áp đầu ra của khuếch đại thuật toán A_3 . Trong khoảng $0 \div t_1$ với $U_{dk} > U_{rc}$, điện áp U_D âm. Trong khoảng $t_1 \div t_2$, điện áp U_{dk} và U_{rc} đổi ngược lại, làm cho U_D lật lên dương. Các khoảng thời gian tiếp theo giải thích điện áp U_D tương tự.

Mạch đa hài tạo chùm xung A_4 cho ta chuỗi xung tần số cao, với điện áp U_E trên hình 8.17. Dao động đa hài cần có tần số hàng chục kHz, ở đây chỉ mô tả định tính.

Hai tín hiệu U_D , U_E cùng được đưa tới khâu "AND" hai cổng vào. Khi đồng thời có cả hai tín hiệu dương U_D , U_E (trong các khoảng $t_1 \div t_2$, $t_4 \div t_5$, ta sẽ có xung ra U_F . Các xung ra U_F làm mở thông các tranzito, kết quả là ta nhận được chuỗi xung nhọn X_{dk} trên biến áp xung, để đưa tới mở tiristo T.

Điện áp U_d sẽ xuất hiện trên tải từ thời điểm có xung điều khiển đầu tiên, tại các thời điểm t_2 , t_4 trong chuỗi xung điều khiển, của mỗi chu kỳ điện áp nguồn cấp, cho tới cuối bán kỳ điện áp dương anốt.

Hiện đã có nhiều hãng chế tạo các vi xử lý chuyên dụng để điều khiển tiristo, có thể tìm hiểu các loại vi xử lý này trong tài liệu [15], nói chung các vi xử lý điều khiển tiristo rất tiện lợi. Tuy nhiên những linh kiện loại này chưa được phổ biến trên thị trường.

8.8.2. TÍNH TOÁN CÁC THÔNG SỐ CỦA SƠ ĐỒ MẠCH ĐIỀU KHIỂN

Việc tính toán mạch điều khiển thường được tiến hành từ tầng khuếch đại ngược trở lên. Công suất cho tầng khuếch đại để tính là thông số của cực điều khiển tiristo (U_{dk} , I_{dk}).

Mạch điều khiển được tính xuất phát từ yêu cầu về xung mở tiristo. Các thông số cơ bản để tính mạch điều khiển cần có :

- Điện áp điều khiển tiristo U_{dk} ;
- Dòng điện điều khiển I_{dk} ;
- Tần số xung f_x ;
- Độ rộng xung điều khiển t_x ;
- Mức sụt biên độ xung s_x ;
- Độ mất đối xứng cho phép $\Delta\alpha$;
- Điện áp nguồn nuôi mạch điều khiển U .

1. Tính biến áp xung

- Chọn vật liệu làm lõi (lõi máy biến áp ở đây có thể bằng lá thép kỹ thuật điện, hoặc thường làm bằng lõi ferit).

Tính thể tích lõi thép cần có :

$$V = Q.l = \frac{\mu_{tb}\mu_0.t_x.s_x.U.I_2}{\Delta B^2} \quad (8.59)$$

trong đó μ_{tb} là độ từ thẩm trung bình :

$$\mu_{tb} = \frac{\Delta B}{\mu_0.\Delta H} \quad (8.60)$$

$$\mu_0 = 4.10^{-6} \text{ (H/m)} ;$$

Q - tiết diện lõi sắt ;

l - chiều dài trung bình đường sức từ.

Từ thể tích lõi sắt, tra bảng chọn được lõi có các kích thước cần thiết.

- Tính thông số dây quấn biến áp xung :

Số vòng dây quấn sơ cấp :

$$W_1 = \frac{U \cdot t_x}{Q \cdot \Delta B} \quad (8.61)$$

Số vòng dây quấn thứ cấp :

$$W_2 = \frac{W_1}{k_{ba}} \quad (8.62)$$

Tiết diện dây quấn :

$$S = \frac{I}{J} \quad (8.63)$$

Đối với các loại biến áp xung để điều khiển tiristo, vì độ rộng điện áp hẹp nên có thể chọn mật độ dòng điện J khá lớn.

Đường kính dây :

$$d = \sqrt{\frac{4S}{\pi}} \quad (8.64)$$

2. Tính tầng khuếch đại cuối cùng

Sau khi lựa chọn xong các linh kiện của tầng khuếch đại cuối cùng, ta có các thông số cơ bản của mạch :

- Điện áp nguồn nuôi xung U_x ;
- Dòng điện colectơ I_0 ;
- Hệ số khuếch đại dòng điện của tranzito β ;

Điện trở vào của tầng khuếch đại được chọn :

$$R_p > \frac{U_v}{I_b} \quad (8.65)$$

trong đó : U_v - điện áp vào được lấy từ tầng so sánh đưa sang ;

I_b - dòng điện bazơ của tranzito khuếch đại :

$$I_b = \frac{I_0}{\beta} \quad (8.66)$$

với I_c là dòng điện sơ cấp máy biến áp xung : $I_c = I_{dk}/k_{BAX}$.

3. Tính chọn tầng so sánh

Tầng so sánh cũng được tính trên cơ sở những linh kiện trong sơ đồ đã được chọn.

Nếu tăng so sánh được chọn là sơ đồ như ở hình 8.12a, các điện trở hạn chế colectơ R_3 và bazơ R_1 được chọn như sau :

$$R_3 \geq \frac{E}{I_0} \quad (8.67)$$

$$R_1 = R_2 > \frac{U_v}{I_b} \quad (8.68)$$

Nếu tăng so sánh được chọn là các sơ đồ như ở hình 8.12b, c, các điện trở hạn chế đầu vào được tính như sau :

$$R_1 = R_2 > \frac{U_v}{I_v} \quad (8.69)$$

U_v , I_v - điện áp vào lấy từ khâu đồng pha (và điều khiển), dòng điện vào theo thông số của khuếch đại thuật toán. Thông thường thông số dòng điện vào của các IC rất khó tra, nên người ta thường chọn các điện trở này vào khoảng $(10 \div 50) \text{ k}\Omega$.

4. Tính các thông số của khâu đồng pha

Các thông số cơ bản của khâu đồng pha được tính trên cơ sở chọn xong các linh kiện bán dẫn.

Trong đại đa số các sơ đồ đồng pha (hình 8.11a, b, c, d), việc tạo điện áp tựa được tiến hành bằng cách nạp tụ theo mạch R-C. Thông số của các mạch R-C được tính theo :

$$T_{rc} = R_2 \cdot C \quad (8.70)$$

trong đó : R_2 , C - các thông số điện trở và tụ điện trong mạch nạp tụ (trên các sơ đồ ở hình 8.11). Để cho các đường răng cưa có đỉnh nhọn tại cuối các bán kỳ, T_{rc} nên chọn cỡ khoảng $T_{rc} = (0,003 \div 0,005) \text{ s}$. Từ trị số T_{rc} vừa chọn, ta tiến hành tính chọn R_2 và C bằng cách chọn trước C sau đó tính R_2 .

Các thông số điện áp xoay chiều đồng pha được chọn vào khoảng $(5 \div 10) \text{ V}$.

8.9. THIẾT KẾ TỦ ĐIỆN

Tủ điện thiết kế phải đảm bảo chất lượng cao về kỹ thuật, mỹ thuật công nghiệp.

Chất lượng kỹ thuật của tủ điện được thể hiện ở các yêu cầu sau :

- Kích thước hợp lý so với các thiết bị cần lắp.
- Bố trí linh kiện hợp lý về không gian.
- Các linh kiện bố trí theo nguyên tắc trọng lượng, nghĩa là những thiết bị nặng bố trí dưới thấp, những thiết bị nhẹ bố trí trên cao.
- Các thiết bị bố trí theo nguyên tắc tản nhiệt, nghĩa là những thiết bị tỏa nhiệt ít được bố trí dưới thấp, còn những thiết bị tỏa nhiệt nhiều được bố trí trên cao.
- Có các lỗ thông gió cần thiết : Đa số các thiết bị điện tử công suất cần tản nhiệt nhiều nên thường phải bố trí quạt làm mát. Thiết bị cần làm mát nhất trong trường hợp này là các van bán dẫn, bởi vì các van bán dẫn tỏa nhiệt lớn và rất nhạy với nhiệt độ.
- Mạch điều khiển cần được bảo vệ tốt, tránh nhiệt độ cao, người ta thường bố trí cách ly với van và máy biến áp.
- Bố trí theo nguyên tắc chức năng, nghĩa là những thiết bị có chức năng giống nhau thường được bố trí gần nhau.
- Các thiết bị thao tác, đo lường, tín hiệu cần được bố trí ở mặt trước hoặc ở những vị trí thuận tiện.

Chất lượng mỹ thuật phải đảm bảo các yêu cầu :

- Hình dáng đẹp.
- Màu sắc hài hòa, không quá sặc sỡ, không quá tối, thường gặp màu ghi sáng, trắng ngà, xanh nhạt ...
- Thiết bị bố trí ngay ngắn có hàng, có cột.
- Dây nối phải trong máng dây hoặc được bó gọn.

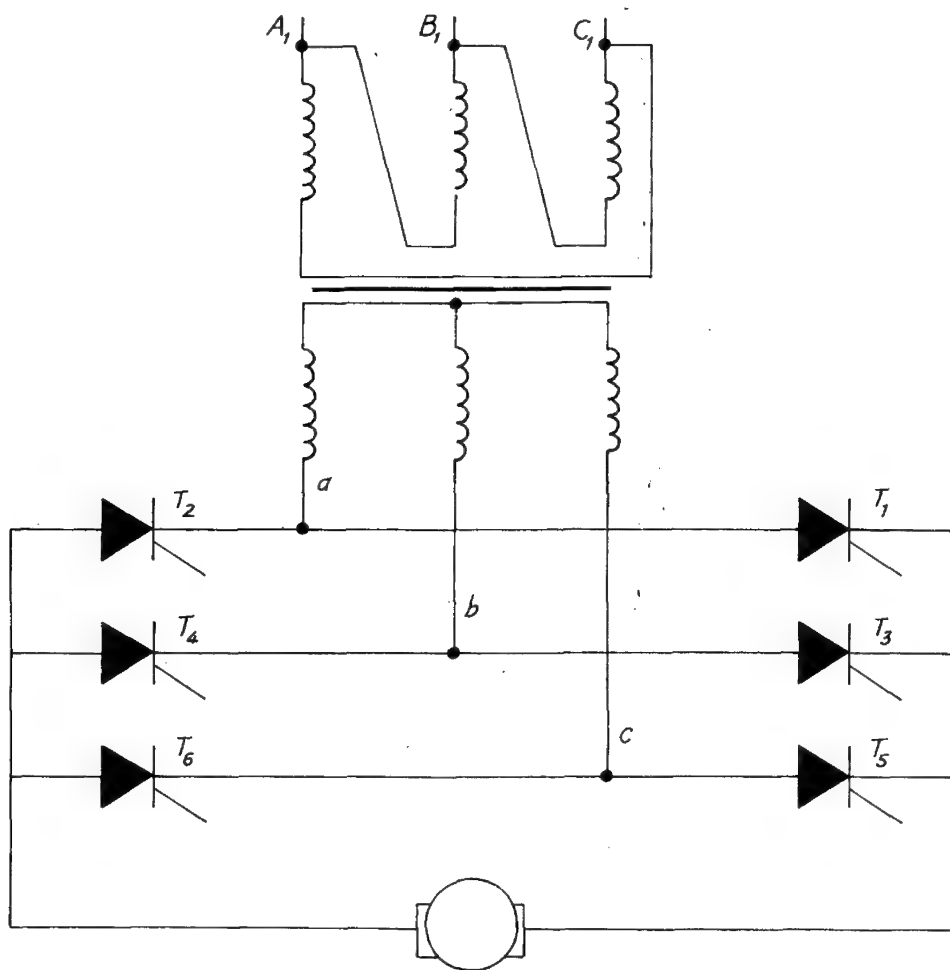
8.10. VÍ DỤ TÍNH TOÁN BỘ NGUỒN CHỈNH LƯU

Thiết kế bộ nguồn chỉnh lưu một chiều cấp điện cho động cơ điện một chiều kích từ độc lập.

Thông số động cơ : $U_{dm} = 400 \text{ V}$; $n_{dm} = 980 \text{ vòng/phút}$; $P = 27 \text{ kW}$;
 $\eta_{dm} = 0,85$; số đôi cực $p = 2$.

8.10.1. LỰA CHỌN SƠ ĐỒ

Sau khi phân tích đánh giá về chỉnh lưu, từ các ưu, nhược điểm của các sơ đồ chỉnh lưu, với tải và động cơ điện một chiều có công suất vừa phải như trên thì sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển đối xứng là hợp lý hơn cả. Bởi lẽ ở công suất này để tránh lệch tải biến áp, không thể thiết kế theo sơ đồ một pha, sơ đồ tia ba pha sẽ làm mất đối xứng điện áp nguồn nên sơ đồ thiết kế ta chọn là sơ đồ cầu ba pha điều khiển đối xứng (hình 8.18).



Hình 8.18. Sơ đồ nguyên lý mạch động lực

Các thông số cơ bản còn lại của động cơ được tính :

$$I_{u'dm} = \frac{P}{\eta \cdot U_{dm}} = 79,41 \text{ A}$$

U_{2a}, U_{2b}, U_{2c} - sức điện động thứ cấp máy biến áp nguồn ;

E - sức điện động của động cơ ;

R, L - điện trở, điện cảm trong mạch :

$$R = 2R_{BA} + R_u + R_k + R_{dt}$$

$$L = 2L_{BA} + L_u + L_k$$

R_{BA}, L_{BA} - điện trở, điện cảm của máy biến áp quy đổi về thứ cấp :

$$R_{BA} = R_2 + R_1 \cdot \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2$$

$$L_{BA} = L_2 + L_1 \cdot \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2$$

R_k, L_k - điện trở, điện cảm cuộn kháng lọc.

R_{du} - điện trở mạch phản ứng động cơ, được tính gần đúng như sau :

$$R_u = 0,5 (1 - \eta) \frac{U_{udm}}{I_{udm}} [\Omega] = 0,5 (1 - 0,85) \frac{400}{79,41} = 0,38 \Omega$$

L_u - điện cảm mạch phản ứng động cơ, được tính theo công thức Umanxki - Lindvil :

$$\begin{aligned} L_u &= \gamma \cdot \frac{U_{dm} \cdot 60}{2\pi \cdot p \cdot n_{dm} \cdot I_{dm}} = 0,25 \cdot \frac{400 \cdot 60}{2\pi \cdot 2 \cdot 980 \cdot 79,41} = \\ &= 0,0061 \mu H = 6,1 \mu H. \end{aligned}$$

trong đó $\gamma = 0,25$ là hệ số lấy cho động cơ có cuộn bù.

8.10.2. TÍNH CHỌN TIRISTO

Tính chọn tiristo dựa vào các yếu tố cơ bản dòng tải, sơ đồ đã chọn, điều kiện tản nhiệt, điện áp làm việc. Các thông số cơ bản của van được tính như dưới đây.

- Điện áp ngược lớn nhất mà tiristo phải chịu :

$$U_{n\max} = K_{nv} \cdot U_2 = K_{nv} \cdot \frac{U_d}{K_u} = \frac{\pi}{3} \cdot 400 = 418,879 \text{ V}$$

trong đó : $K_{nv} = \sqrt{6}$; $K_u = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$

Điện áp ngược của van cần chọn :

$$U_{nv} = K_{dtU} \cdot U_{n.\max} = 1,8 \cdot 418,879 = 753,98 \text{ V} = 754 \text{ V}$$

trong đó :

K_{dtU} - hệ số dự trữ điện áp, chọn $K_{dtU} = 1,8$.

- Dòng điện làm việc của van được tính theo dòng hiệu dụng :

$$I_{lv} = I_{hd} = k_{hd} \cdot I_d = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 45,847 \text{ A}$$

(do trong sơ đồ cầu ba pha, hệ số dòng điện hiệu dụng : $k_{hd} = \frac{1}{\sqrt{3}}$).

Chọn điều kiện làm việc của van là có cánh tản nhiệt và đủ diện tích tản nhiệt ; không có quạt đối lưu không khí, với điều kiện dòng điện định mức của van cần chọn :

$$I_{dm} = k_i \cdot I_{lv} = 3,2 \cdot 45,847 = 146,7 \approx 147 \text{ A.}$$

k_i - hệ số dự trữ dòng điện, chọn $k_i = 3,2$.

Từ các thông số U_{nv} , I_{dmv} , theo phụ lục 2 ta chọn 6 tiristo loại SC150C80 do Hoa Kỳ sản xuất, có các thông số sau :

Điện áp ngược cực đại của van	:	$U_n = 800 \text{ V.}$
Dòng điện định mức của van	:	$I_{dm} = 150 \text{ A.}$
Đỉnh xung dòng điện	:	$I_{pik} = 2800 \text{ A.}$
Dòng điện của xung điều khiển	:	$I_{dk} = 0,1 \text{ A.}$
Điện áp của xung điều khiển	:	$U_{dk} = 3,0 \text{ V.}$
Dòng điện rò	:	$I_r = 15 \text{ mA.}$

Sụt áp lớn nhất của tiristo ở trạng thái dẫn : $\Delta U = 1,6 \text{ V.}$

Tốc độ biến thiên điện áp : $\frac{du}{dt} = 200 \text{ V}/\mu\text{s.}$

$$\text{Tốc độ biến thiên dòng điện} : \frac{di}{dt} = 180 \text{ A}/\mu\text{s}.$$

$$\text{Thời gian chuyển mạch} : t_{cm} = 80 \mu\text{s}.$$

$$\text{Nhiệt độ làm việc cực đại cho phép} : T_{max} = 125^{\circ}\text{C}.$$

8.10.3. TÍNH TOÁN MÁY BIẾN ÁP CHỈNH LƯU

● Chọn máy biến áp ba pha ba trụ sơ đồ đấu dây Δ/Y , làm mát tự nhiên bằng không khí.

● Tính các thông số cơ bản

1 - Tính công suất biểu kiến của máy biến áp :

$$S = K_s \cdot P_d = K_s \cdot \frac{P}{\eta} = 1,05 \cdot \frac{27000}{0,85} = 33353 \text{ VA}$$

2 - Điện áp pha sơ cấp máy biến áp :

$$U_1 = 380 \text{ V}$$

3 - Điện áp pha thứ cấp máy biến áp :

Phương trình cân bằng điện áp khi có tải :

$$U_{d0} \cdot \cos \alpha_{min} = U_d + 2\Delta U_v + \Delta U_{dn} + \Delta U_{BA}$$

trong đó :

$\alpha_{min} = 10^{\circ}$ là góc dự trữ khi có suy giảm điện áp lưới ;

$\Delta U_v = 1,6 \text{ V}$ là sụt áp trên tiristo ;

$\Delta U_{dn} \approx 0$ là sụt áp trên dây nối ;

$\Delta U_{BA} = \Delta U_r + \Delta U_x$ là sụt áp trên điện trở và điện kháng máy biến áp.

Chọn sơ bộ :

$$\Delta U_{BA} = 6\% \cdot U_d = 0,06 \cdot 400 = 24 \text{ V}.$$

Từ phương trình cân bằng điện áp khi có tải ta có :

$$U_{d0} = \frac{U_d + 2\Delta U_v + \Delta U_{dn} + 2\Delta U_{BA}}{\cos \alpha_{min}} =$$

$$= \frac{400 + 2 \cdot 1,6 + 0 + 24}{\cos 10^\circ} = 433,79 \text{ V}$$

Điện áp pha thứ cấp máy biến áp :

$$U_2 = \frac{U_{dc}}{k_U} = \frac{433,79}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi}} = 185,45 \text{ V.}$$

4 - Dòng điện hiệu dụng thứ cấp máy biến áp :

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 79,41 = 64,84 \text{ A}$$

5 - Dòng điện hiệu dụng sơ cấp máy biến áp :

$$I_1 = k_{BA} \cdot I_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot I_2 = \frac{185,45}{380} \cdot 64,84 = 31,64 \text{ A.}$$

● *Tính sơ bộ mạch từ (Xác định kích thước bản mạch từ)*

6 - Tiết diện sơ bộ trụ :

$$Q_{Fe} = k_Q \cdot \sqrt{\frac{S_{BA}}{m \cdot f}}$$

trong đó :

k_Q - hệ số phụ thuộc phương thức làm mát, lấy $k_Q = 6$;

m - số trụ của máy biến áp, $m = 3$;

f - tần số nguồn xoay chiều, $f = 50 \text{ Hz}$.

$$\text{Thay số : } Q_{Fe} = 6 \cdot \sqrt{\frac{33353}{3 \cdot 50}} = 89,469 \text{ cm}^2.$$

7 - Đường kính trụ :

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot Q_{Fe}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 89,469}{\pi}} = 10,67 \text{ cm.}$$

Chuẩn hóa đường kính trụ theo tiêu chuẩn : $d = 11 \text{ cm}$.

Bảng đường kính chuẩn xem tài liệu [13].

8 - Chọn loại thép 330, các lá thép có độ dày 0,5 mm

Chọn sơ bộ mật độ từ cảm trong trụ $B_T = 1 \text{ T}$.

9 - Chọn tỷ số $m = h/d = 2,3$. Suy ra $h = 2,3d = 2,3 \cdot 11 = 25,3 \text{ cm}$.

(Thông thường $m = 2 \div 2,5$).

Chọn chiều cao trụ $h = 25 \text{ cm}$.

● *Tính toán dây quấn*

10 - Số vòng dây mỗi pha sơ cấp máy biến áp :

$$W_1 = \frac{U_1}{4,44f \cdot Q_{Fe} \cdot B_T} = \frac{380}{4,44 \cdot 50 \cdot 89,469 \cdot 10^{-4} \cdot 1,0} = 191,3 \text{ vòng.}$$

Lấy $W_1 = 191 \text{ vòng}$

11 - Số vòng dây mỗi pha thứ cấp máy biến áp :

$$W_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot W_1 = \frac{185,45}{380} \cdot 191,3 = 93,3 \text{ vòng.}$$

Lấy $W_2 = 93 \text{ vòng}$.

12 - Chọn sơ bộ mật độ dòng điện trong máy biến áp :

Với dây dẫn bằng đồng, máy biến áp khô, chọn $J_1 = J_2 = 2,75 \text{ A/mm}^2$.

13 - Tiết diện dây dẫn sơ cấp máy biến áp :

$$S_1 = \frac{I_1}{J_1} = \frac{31,64}{2,75} = 11,5 \text{ mm}^2.$$

Chọn dây dẫn tiết diện chữ nhật, cách điện cấp B.

Chuẩn hóa tiết diện theo tiêu chuẩn : $S_1 = 12,30 \text{ mm}^2$

Kích thước dây có kể cách điện : $S_{1cd} = a_1 \cdot b_1 = 1,81 \times 6,9 \text{ mm}$.

14 - Tính lại mật độ dòng điện trong cuộn sơ cấp :

$$J_1 = \frac{I_1}{S_1} = \frac{31,64}{12,3} = 2,57 \text{ A/mm}^2.$$

15 - Tiết diện dây dẫn thứ cấp máy biến áp :

$$S_2 = \frac{I_2}{J_2} = \frac{64,84}{2,75} = 23,58 \text{ mm}^2$$

Chọn dây dẫn tiết diện chữ nhật, cách điện cấp B.

Chuẩn hóa tiết diện theo tiêu chuẩn : $S_2 = 23,6 \text{ mm}^2$.

Kích thước dây có kể cách điện : $S_{2\text{cd}} = a_2.b_2 = 3,28 \times 7,4 \text{ mm}$.

16 - Tính lại mật độ dòng điện trong cuộn thứ cấp :

$$J_2 = \frac{I_2}{S_2} = \frac{64,84}{23,60} = 2,74 \text{ A/mm}^2.$$

● **Kết cấu dây quấn sơ cấp**

Thực hiện dây quấn kiểu đồng tâm bố trí theo chiều dọc trụ.

18 - Tính sơ bộ số vòng dây trên một lớp của cuộn sơ cấp :

$$W_{11} = \frac{h - 2h_0}{b_1} \cdot k_c = \frac{25 - 2 \cdot 1,5}{0,69} \cdot 0,95 = 30 \text{ vòng}.$$

trong đó :

$k_c = 0,95$ - hệ số ép chặt ;

h - chiều cao trụ ;

h_g - khoảng cách từ gông đến cuộn dây sơ cấp.

Chọn sơ bộ khoảng cách cách điện gông $h_g = 1,5 \text{ cm}$.

19 - Tính sơ bộ số lớp dây ở cuộn sơ cấp :

$$n_{11} = \frac{W_1}{W_{11}} = \frac{191}{30} \approx 6,3 \text{ lớp}$$

20 - Chọn số lớp $n_{11} = 7$.

Như vậy có 191 vòng chia thành 7 lớp, chọn 6 lớp đầu có 28 vòng, lớp thứ 7 có : $191 - 6 \cdot 28 = 23$ vòng.

21 - Chiều cao thực tế của cuộn sơ cấp :

$$h_1 = \frac{W_{11} \cdot b}{k_c} = \frac{28 \cdot 0,69}{0,95} = 20,34 \text{ cm}$$

22 - Chọn ống quấn dây làm bằng vật liệu cách điện có bề dày :

$$S_{01} = 0,1 \text{ cm}.$$

23 - Khoảng cách từ trụ tới cuộn sơ cấp :

$$a_{01} = 1,0 \text{ cm.}$$

24 - Đường kính trong của ống cách điện :

$$D_t = d_{Fe} + 2a_{01} - 2S_{01} = 11 + 2 \cdot 1 - 2 \cdot 0,1 = 12,8 \text{ cm.}$$

25 - Đường kính trong của cuộn sơ cấp :

$$D_{t1} = d_t + 2S_{01} = 12,8 + 2 \cdot 0,1 = 13 \text{ cm.}$$

26 - Chọn bề dày cách điện giữa các lớp dây ở cuộn sơ cấp :

$$cd_{11} = 0,1 \text{ mm.}$$

27 - Bề dày cuộn sơ cấp :

$$B_{d1} = (a_1 + cd_{11})n_{11} = (1,81 + 0,1) \cdot 7 = 13,37 \text{ mm} = 1,337 \text{ cm.}$$

28 - Đường kính ngoài của cuộn sơ cấp :

$$D_{n1} = D_{t1} + 2B_{d1} = 13 + 2 \cdot 1,337 = 15,674 \text{ cm.}$$

29 - Đường kính trung bình của cuộn sơ cấp :

$$D_{tb1} = \frac{D_{t1} + D_{n1}}{2} = \frac{13 + 15,674}{2} = 14,337 \text{ cm.}$$

30 - Chiều dài dây quấn sơ cấp :

$$l_1 = W_1 \cdot \pi \cdot D_{tb} = \pi \cdot 191 \cdot 14,337 = 8602,7 \text{ cm} = 86,02 \text{ m.}$$

31 - Chọn bề dày cách điện giữa cuộn sơ cấp và thứ cấp :

$$cd_{01} = 1,0 \text{ cm.}$$

● Kết cấu dây quấn thứ cấp

32 - Chọn sơ bộ chiều cao cuộn thứ cấp :

$$h_1 = h_2 = 20,34 \text{ cm.}$$

33 - Tính sơ bộ số vòng dây trên một lớp :

$$W_{12} = \frac{h_2}{b_2} \cdot k_c = \frac{20,34}{0,74} \cdot 0,95 = 26 \text{ vòng.}$$

34 - Tính sơ bộ số lớp dây quấn thứ cấp :

$$n_{12} = \frac{W_2}{W_{12}} = \frac{93}{26} = 3,6 \text{ lớp.}$$

35 - Chọn số lớp dây quấn thứ cấp $n_{12} = 4$.

Chọn 6 lớp đầu có 24 vòng, lớp thứ 4 có : $93 - 4 \cdot 24 = 21$ vòng.

36 - Chiều cao thực tế của cuộn thứ cấp :

$$h_2 = \frac{W_{12} \cdot b}{k_c} = \frac{24 \cdot 0,74}{0,95} = 18,69 \text{ cm.}$$

37 - Đường kính trong của cuộn thứ cấp :

$$D_{12} = D_{n1} + 2a_{12} = 15,674 + 2 \cdot 1 = 17,674 \text{ cm.}$$

38 - Chọn bề dày cách điện giữa các lớp dây ở cuộn thứ cấp :

$$cd_{22} = 0,1 \text{ mm.}$$

39 - Bề dày cuộn sơ cấp :

$$B_{d2} = (a_2 + cd_{22})n_{12} = (0,328 + 0,01)4 = 1,352 \text{ cm.}$$

40 - Đường kính ngoài của cuộn thứ cấp :

$$D_{n2} = D_{12} + 2B_{d2} = 17,674 + 2 \cdot 1,352 = 20,378 \text{ cm.}$$

41 - Đường kính trung bình của cuộn thứ cấp :

$$D_{tb2} = \frac{D_{12} + D_{n2}}{2} = \frac{17,674 + 20,378}{2} = 19,026 \text{ cm}$$

42 - Chiều dài dây quấn thứ cấp :

$$l_2 = \pi \cdot W_2 \cdot D_{tb2} = \pi \cdot 93 \cdot 19,026 = 55,5597 \text{ m.}$$

43 - Đường kính trung bình các cuộn dây :

$$D_{12} = \frac{D_{t1} + D_{n2}}{2} = \frac{13 + 20,378}{2} = 16,689 \text{ cm}$$

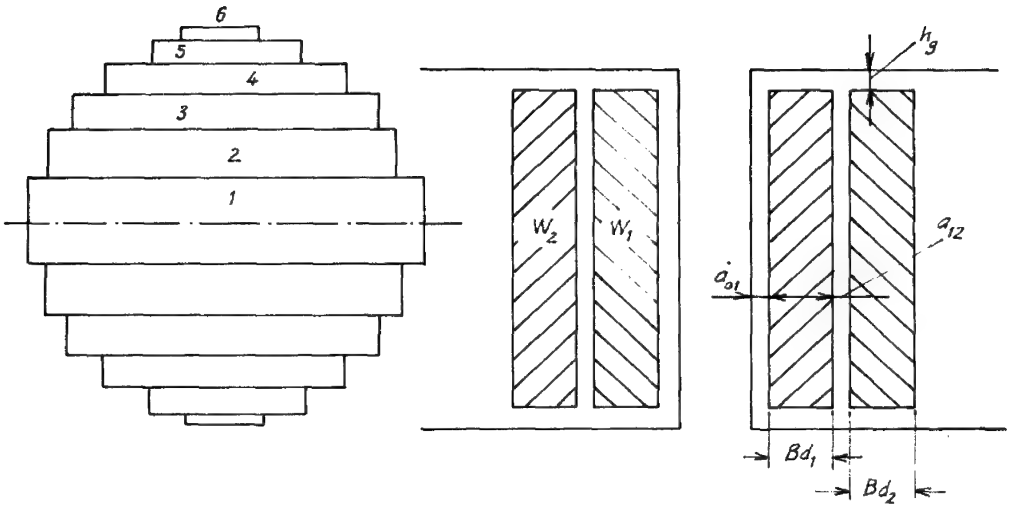
$$\Rightarrow r_{12} = \frac{D_{12}}{2} = 8,344 \text{ cm.}$$

44 - Chọn khoảng cách giữa hai cuộn thứ cấp :

$$a_{22} = 2 \text{ cm [3].}$$

● **Tính kích thước mạch từ**

45 - Với đường kính trụ $d = 11 \text{ cm}$, ta có số bậc là 6 trong nửa tiết diện trụ ([3]).



Hình 8.19. Các bậc thang ghép thành trụ

46 - Toàn bộ tiết diện bậc thang của trụ :

$$Q_{bt} = 2(1,6 \cdot 10,5 + 1,1 \cdot 9,5 + 0,7 \cdot 8,5 + 0,6 \cdot 7,5 + 0,4 \cdot 6,5 + 0,7 \cdot 4) = 86,2 \text{ cm}^2.$$

47 - Tiết diện hiệu quả của trụ :

$$Q_T = k_{hq} Q_{bt} = 0,95 \cdot 86,2 = 81,89 \text{ cm}^2.$$

48 - Tổng chiều dày các bậc thang của trụ :

$$d_1 = 2(1,6 + 1,1 + 0,7 + 0,6 + 0,4 + 0,7) = 10,2 \text{ cm}.$$

49 - Số lá thép dùng trong các bậc :

$$\text{Bậc 1 : } n_1 = \frac{16}{0,5} \cdot 2 = 64 \text{ lá}$$

$$\text{Bậc 2 : } n_2 = \frac{11}{0,5} \cdot 2 = 44 \text{ lá}$$

$$\text{Bậc 3 : } n_3 = \frac{7}{0,5} \cdot 2 = 28 \text{ lá}$$

$$\text{Bậc 4 : } n_4 = \frac{6}{0,5} \cdot 2 = 24 \text{ lá}$$

$$\text{Bậc 5 : } n_5 = \frac{4}{0,5} \cdot 2 = 16 \text{ lá}$$

$$\text{Bậc 6 : } n_6 = \frac{7}{0,5} \cdot 2 = 28 \text{ lá.}$$

Để đơn giản trong chế tạo gông từ, ta chọn gông có tiết diện hình chữ nhật có các kích thước sau :

Chiều dày của gông bằng chiều dày của trụ : $b = d_1 = 10,2 \text{ cm.}$

Chiều cao của gông bằng chiều rộng tập lá thép thứ nhất của trụ : $a = 10,5 \text{ cm.}$

Tiết diện gông : $Q_{b,g} = a \times b = 107,1 \text{ cm}^2.$

50 - Tiết diện hiệu quả của gông :

$$Q_g = k_{hq} \cdot Q_{b,g} = 0,95 \cdot 107,1 = 101,7 \text{ cm}^2.$$

51 - Số lá thép dùng trong một gông :

$$h_g = \frac{b}{0,5} = \frac{102}{0,5} = 204 \text{ lá.}$$

52 - Tính chính xác mật độ từ cảm trong trụ :

$$B_T = \frac{U_1}{4,44 f \cdot W_1 Q_T} = \frac{380}{4,44 \cdot 50 \cdot 191 \cdot 81,89 \cdot 10^{-4}} = 1,094 \text{ T.}$$

53 - Mật độ từ cảm trong gông :

$$B_g = B_T \frac{Q_T}{Q_S} = 1,094 \cdot \frac{81,89}{101,7} = 0,88 \text{ T.}$$

54 - Chiều rộng của số :

$$c = 2(a_{01} + B_{d1} + a_{12} + B_{d2}) + a_{22}$$

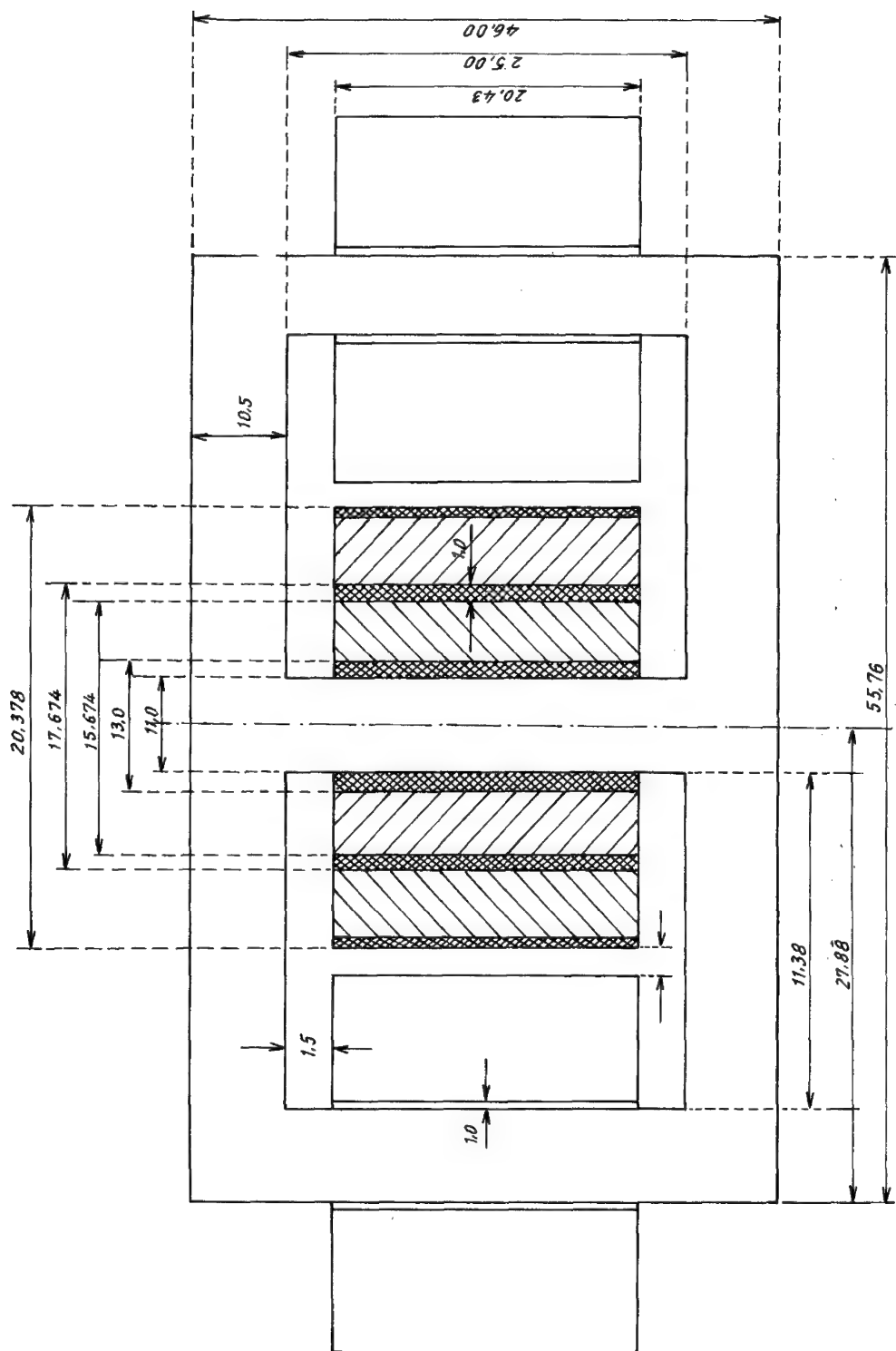
Thay số : $c = 2(1 + 1,337 + 1 + 1,352) + 2 = 11,378 \text{ cm.}$

55 - Tính khoảng cách giữa hai tâm trục :

$$c' = c + d = 11,378 + 11 = 22,378 \text{ cm.}$$

56 - Chiều rộng mạch từ :

$$L = 2c + 3d = 2 \cdot 11,378 + 3 \cdot 11 = 55,756 \text{ cm.}$$



57 - Chiều cao mạch từ :

$$H = h + 2a = 25 + 2 \cdot 10,5 = 46 \text{ cm.}$$

● **Tính khối lượng của sắt và đồng**

58 - Thể tích của trụ :

$$V_T = 3Q_T \cdot h = 3 \cdot 81,89 \cdot 25 = 6141,75 \text{ cm}^3 \approx 6,142 \text{ dm}^3$$

59 - Thể tích của gông :

$$V_g = 2Q_g \cdot L = 2 \cdot 107,1 \cdot 55,756 = 11942,94 \text{ cm}^3 = 11,94294 \text{ dm}^3.$$

60 - Khối lượng của trụ :

$$M_T = V_T \cdot m_{Fe} = 6,142 \cdot 7,85 = 48,21 \text{ kg.}$$

61 - Khối lượng của gông :

$$M_g = V_g \cdot m_{Fe} = 11,9429 \cdot 7,85 = 93,752 \text{ kg.}$$

62 - Khối lượng của sắt :

$$M_{Fe} = M_T + M_g = 48,21 + 93,752 = 141,962 \text{ kg.}$$

63 - Thể tích của đồng :

$$\begin{aligned} V_{Cu} &= 3(S_1 \cdot l_1 + S_2 \cdot l_2) = \\ &= 3(12,3 \cdot 10^{-4} \cdot 86,02 \cdot 10 + 23,6 \cdot 10^{-4} \cdot 55,5597 \cdot 10) \\ V_{Cu} &= 7,1077 \text{ dm}^3. \end{aligned}$$

64 - Khối lượng đồng :

$$M_{Cu} = V_{Cu} \cdot m_{Cu} = 7,1077 \cdot 8,9 = 63,26 \text{ kg.}$$

● **Tính các thông số của máy biến áp**

65 - Điện trở trong của cuộn sơ cấp máy biến áp ở 75°C :

$$R_1 = \rho \cdot \frac{l_1}{S_1} = 0,02133 \cdot \frac{86,02}{12,3} = 0,149 \Omega.$$

trong đó : $\rho_{75} = 0,02133 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}.$

66 - Điện trở cuộn thứ cấp máy biến áp ở 75°C :

$$R_2 = \rho \cdot \frac{l_2}{S_2} = 0,02133 \cdot \frac{55,5597}{23,6} = 0,0502 \Omega.$$

67 - Điện trở máy biến áp quy đổi về thứ cấp :

$$R_{BA} = R_2 + R_1 \cdot \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 = 0,0502 + 0,149 \cdot \left(\frac{93}{191} \right)^2 = 0,085 \, \Omega.$$

68 - Sụt áp trên điện trở máy biến áp :

$$\Delta U_r = R_{BA} \cdot I_d = 0,085 \cdot 79,41 = 6,75 \, \text{V}.$$

69 - Điện kháng máy biến áp quy đổi về thứ cấp :

$$X_{BA} = 8\pi^2 \cdot (W_2)^2 \left(\frac{r}{h_{qd}} \right) \left(a_{12} + \frac{B_{d1} + B_{d2}}{3} \right) \omega \cdot 10^{-7}$$

$$X_{BA} = 8\pi^2 \cdot 93^2 \left(\frac{8,837}{20,34} \right) \left(0,01 + \frac{1,337 + 1,352}{3} \cdot 10^{-2} \right) 314 \cdot 10^{-7}$$

$$X_{BA} = 0,176 \, \Omega.$$

70 - Điện cảm máy biến áp quy đổi về thứ cấp :

$$L_{BA} = \frac{X_{BA}}{\omega} = \frac{0,176}{314} = 0,00056 \, \text{H} = 0,56 \, \text{mH}.$$

71 - Sụt áp trên điện kháng máy biến áp :

$$\Delta U_x = \frac{3}{\pi} X_{BA} \cdot I_d = \frac{3}{\pi} 0,176 \cdot 79,41 = 13,35 \, \text{V}$$

$$R_{dt} = \frac{3}{\pi} X_{BA} = 0,168 \, \Omega.$$

72 - Sụt áp trên máy biến áp :

$$\Delta U_{BA} = \sqrt{\Delta U_r^2 + \Delta U_x^2} = \sqrt{6,75^2 + 12,67^2} = 14,35 \, \text{V}.$$

73 - Điện áp trên động cơ khi có góc mở $\alpha_{\min} = 10^\circ$

$$U = U_{d0} \cos \alpha_{\min} - 2\Delta U_v - \Delta U_{BA}$$

$$U = 433,79 \cos 10^\circ - 2 \cdot 1,6 - 19,46 = 405 \, \text{V}.$$

74 - Tổng trở ngắn mạch quy đổi về thứ cấp :

$$Z_{BA} = \sqrt{R_{BA}^2 + X_{BA}^2} = \sqrt{0,085^2 + 0,176^2} = 0,195 \, \Omega.$$

75 - Tổn hao ngắn mạch trong máy biến áp :

$$\Delta P_n = 3R_{BA} \cdot I_d^2 = 3 \cdot 0,085 \cdot 64,84^2 = 1072,1 \, \text{W}.$$

$$\Delta P_n \% = \frac{\Delta P_n}{S} \cdot 100 = \frac{1072,1}{33353} \cdot 100 = 3,21\%$$

76 - *Tổn hao không tải có kể đến 15% tổn hao phụ :*

$$\begin{aligned} P_0 &= 1,3n_f(M_T \cdot B_T^2 + M_g \cdot B_g^2) = \\ &= 1,3 \cdot 1,15 \cdot (48,21 \cdot 1,094^2 + 93,752 \cdot 0,88^2) \\ P_0 &= 194,8 \text{ W.} \end{aligned}$$

$$\Delta P_0 \% = \frac{P_0}{S} \cdot 100 = 0,58\%$$

77 - *Điện áp ngắn mạch tác dụng :*

$$U_{nr} = \frac{R_{BA} \cdot I_2}{U_2} \cdot 100 = \frac{64,84 \cdot 0,085}{185,45} \cdot 100 = 2,97\%$$

78 - *Điện áp ngắn mạch phản kháng :*

$$U_{rx} = \frac{X_{BA} \cdot I_2}{U_2} \cdot 100 = 0,176 \cdot \frac{64,84 \cdot 100}{185,45} \cdot 100 = 6,15\%$$

79 - *Điện áp ngắn mạch phần trăm :*

$$U_n = \sqrt{U_{nr}^2 + U_{rx}^2} = \sqrt{2,97^2 + 6,15^2} = 6,83.$$

80 - *Dòng điện ngắn mạch xác lập :*

$$I_{2nm} = \frac{U_2}{Z_{BA}} = \frac{185,45}{0,187} = 991,7 \text{ A}$$

81 - *Dòng điện ngắn mạch tức thời cực đại :*

$$\begin{aligned} I_{\max} &= \sqrt{2} I_{2m} \left(1 + e^{-\frac{\pi \cdot U_{nr}}{U_{rv}}} \right) = \\ &= \sqrt{2} \cdot 991,1 \cdot \left(1 + e^{-\frac{\pi \cdot 0,0297}{0,0584}} \right) \\ I_{\max} &= 1686,5 \text{ A} < I_{\text{đỉnh}} = 2800 \text{ A.} \end{aligned}$$

$I_{\text{đỉnh}}$ - đỉnh xung dòng điện max của tiristo.

82 - *Kiểm tra máy biến áp thiết kế có đủ diện kháng để hạn chế tốc độ biến thiên của dòng điện chuyển mạch*

Giả sử chuyển mạch từ T_1 sang T_3 , ta có phương trình :

$$2L_{BA} \cdot \frac{di_c}{dt} = U_{23} - U_{2a} = \sqrt{6} U_2 \cdot \sin(\theta - \alpha)$$

$$\left. \frac{di_c}{dt} \right|_{\max} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{2L_{BA}} = \frac{\sqrt{6} \cdot 185,45}{2 \cdot 0,53 \cdot 10^{-3}} = 428545,2 \text{ A/s}$$

$$\left. \frac{di_c}{dt} \right|_{\max} = 0,43 \text{ A}/\mu\text{s} < \left(\frac{di}{dt} \right)_{cp} = 100 \text{ A}/\mu\text{s}.$$

Vậy máy biến áp thiết kế sử dụng tốt.

83 - Hiệu suất thiết bị chỉnh lưu :

$$\eta = \frac{U_d \cdot I_d}{S} = \frac{400 \cdot 79,41}{33353} = 95\%.$$

8.10.4. THIẾT KẾ CUỘN KHÁNG LỘC

8.10.4.1. Xác định góc mở cực tiểu và cực đại

Chọn góc mở cực tiểu $\alpha_{\min} = 10^\circ$. Với góc mở α_{\min} là dự trữ, ta có thể bù được sự giảm điện áp lưới.

Khi góc mở nhỏ nhất $\alpha = \alpha_{\min}$ điện áp trên tải lớn nhất :

$$U_{d.\max} = U_{d0} \cdot \cos \alpha_{\min} = U_{d.\text{dm}} \text{ và tương ứng tốc độ động cơ sẽ lớn nhất } n_{\max} = n_{\text{dm}}.$$

Khi góc mở lớn nhất $\alpha = \alpha_{\max}$, thì điện áp trên tải là nhỏ nhất :

$$U_{d.\min} = U_{d0} \cdot \cos \alpha_{\max} \text{ và tương ứng tốc độ động cơ sẽ nhỏ nhất } n_{\min}.$$

Ta có :

$$\alpha_{\max} = \arccos \frac{U_{d.\min}}{U_{d0}} = \arccos \left(\frac{U_{d.\min}}{2,34 U_2} \right) \quad (8.71)$$

trong đó $U_{d.\min}$ được xác định như sau :

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{U_{d.\text{dm}} - I_{u.\text{dm}} \cdot R_{u\Sigma}}{U_{d.\min} - I_{u.\text{dm}} \cdot R_{u\Sigma}}$$

$$U_{d.\min} = \frac{1}{D} \left[U_{d.\min} + (D - 1) I_{u.\text{dm}} \cdot R_{u\Sigma} \right]$$

$$U_{dmin} = \frac{1}{D} \left[2,34 U_2 \cos \alpha_{min} + (D - 1) I_{udm} (R_u + R_{BA} + R_{dt}) \right]$$

$$U_{dmin} = \frac{1}{20} \left[2,34 U_2 \cos \alpha_{min} + (20 - 1) I_{udm} (R_u + R_{BA} + \frac{3}{\pi} X_{BA}) \right]$$

Thay số :

$$U_{dmin} = \frac{1}{20} \left[2,34 \cdot 185,45 \cos \alpha_{min} + (20 - 1) \times \right. \\ \left. \times 79,412(0,378 + 0,085 + \frac{3}{\pi} \cdot 0,176) \right]$$

$$U_{dmin} = 64,8 \text{ V.}$$

Thay số vào (8.71) ta được :

$$\alpha_{max} = \arccos \left(\frac{U_{dmin}}{U_{d0}} \right) = \arccos \left(\frac{64,8}{2,34 \cdot 185,45} \right) \approx 80,9^\circ$$

8.10.4.2. Xác định các thành phần sóng hài

Để thuận tiện cho việc khai triển chuỗi Fourier, ta chuyển gốc tọa độ sang điểm θ_1 (hình 7.16b), khi đó điện áp tức thời trên tải khi tiristo T_1 , T_4 dẫn :

$$U_d = U_{ab} = \sqrt{6} U_2 \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \text{ với } \theta = \Omega.t.$$

Điện áp tức thời trên tải U_d không sin và tuần hoàn với chu kỳ :

$$\tau = \frac{2\pi}{p} = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$$

trong đó $p = 6$ là số xung đập mạch trong một chu kỳ điện áp lưới.

Khai triển chuỗi Fourier của điện áp U_d :

$$U_d = \frac{a_0}{2} + \sum_{K=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2\pi}{\tau} \cdot k\theta + b_n \sin \frac{2\pi}{\tau} \cdot k\theta \right)$$

hay :

$$U_d = \frac{a_0}{2} + \sum_{K=1}^{\infty} \left(a_n \cos 6.k\theta + b_n \sin 6.k\theta \right) = \\ = \frac{a_0}{2} + \sum_{K=1}^{\infty} U_{n.m} \sin (6k\theta + \varphi_k)$$

trong đó :

$$*a_n = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} U_d \cos 6k\theta d\theta = \frac{6}{\pi} \int_0^{\tau} \sqrt{6} U_2 \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \cos 6k\theta d\theta$$

$$a_n = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cdot \frac{(-2)}{(6k)^2 - 1} \cdot 2 \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cdot \frac{(-2)}{(6k)^2 - 1} \cos \alpha$$

$$*b_n = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} U_d \sin 6k\theta d\theta = \frac{6}{\pi} \int_0^{\tau} \sqrt{6} U_2 \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \sin 6k\theta d\theta$$

$$b_n = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cdot \frac{(12)}{(6k)^2 - 1} \cdot 2 \sin \frac{\pi}{6} \sin \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cdot \frac{(-2)}{(6k)^2 - 1} \sin \alpha$$

Ta có : $\frac{a_0}{2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha$.

Vậy ta có biên độ của điện áp :

$$U_{k,n} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$U_{k,n} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \frac{1}{(6k)^2 - 1} \sqrt{\cos^2 \alpha + (6k)^2 \sin^2 \alpha}$$

$$U_{k,n} = 2 \frac{U_{d0}}{(6k)^2 - 1} \sqrt{1 + (6k)^2 \tan^2 \alpha}$$

$$U_d \approx \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha + \sum_n U_{k,n} \sin(6\theta - \varphi_1).$$

8.10.4.3. Xác định điện cảm cuộn kháng lọc

Từ phân tích trên ta thấy rằng, khi góc mở càng tăng thì biên độ thành phần sóng hài bậc cao càng lớn, có nghĩa đập mạch của điện áp, dòng điện tăng lên. Sự đập mạch này làm xấu chế độ chuyển mạch của vành góp, đồng thời gây ra tổn hao phụ dưới dạng nhiệt trong động cơ. Để hạn chế sự đập mạch này, ta phải mắc nối tiếp với động cơ một cuộn kháng lọc đủ lớn để $I_m \leq 0,1 I_{udm}$.

Ngoài tác dụng hạn chế thành phần sóng hài bậc cao, cuộn kháng lọc còn có tác dụng hạn chế vùng dòng điện gián đoạn.

Điện kháng lọc còn được tính khi góc mở $\alpha = \alpha_{\max}$. Ta có :

$$U_d + u_- = E + R_u \Sigma I_d + R_u \Sigma i_- + L \frac{di_-}{dt}$$

cân bằng hai vế :

$$U_- = R_u i_- + L \frac{di_-}{dt} \quad \text{vì } R_u i_- \ll L \frac{di_-}{dt}$$

nên :

$$U_- = L \frac{di_-}{dt}$$

Trong các thành phần xoay chiều bậc cao, thành phần sóng bậc $k = 1$ có mức độ lớn nhất, gần đúng ta có :

$$U_- = U_{1m} \sin(6\theta + \varphi_1)$$

nên :

$$i = \frac{1}{L} \int U_- dt = \frac{U_{1m}}{\rho \cdot 2\pi \cdot fL} \cos(6\theta + \varphi_1) = I_m \cos(6\theta + \varphi_1)$$

Vậy :

$$I_m = \frac{U_{1m}}{6 \cdot 2\pi \cdot fL} \leq 0,1 I_{udm}$$

Suy ra :

$$L \geq \frac{U_{1m}}{6 \cdot 2\pi \cdot f \cdot 0,1 I_{dm}}$$

$\rho = 6$ là số xung đập mạch trong một chu kỳ điện áp lưới.

$$U_{1m} = 2 \frac{U_{d0} \cos \alpha_{\max}}{(6)^2 - 1} \sqrt{1 + (6)^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{\max}}$$

$$U_{1m} = 2 \cdot \frac{2,34 \cdot 185,45 \cdot \cos 80,9^\circ}{36 - 1} \sqrt{1 + 36 \operatorname{tg}^2 80,9^\circ} = 146,95$$

Thay số :

$$L = \frac{147,78}{6 \cdot 2 \cdot 50\pi \cdot 0,1 \cdot 79,41} = 0,00986 \text{ H} = 9,8 \text{ mH.}$$

Điện cảm mạch phản ứng đã có :

$$L_{uc} = L_u + 2L_{BA} = 6,1 + 2 \cdot 0,53 = 7,16 \text{ mH}$$

Điện cảm cuộn kháng lọc :

$$L_k = L - L_{uc} = 9,86 - 7,16 = 2,70 \text{ mH.}$$

8.10.4.4. Thiết kế kết cấu cuộn kháng lọc

Các thông số ban đầu :

Điện cảm yêu cầu của cuộn kháng lọc : $L_k = 2,70 \text{ mH.}$

Dòng điện định mức chạy qua cuộn kháng : $I_m = 79,41 \text{ A.}$

Biên độ dòng điện xoay chiều bậc 1 : $I_{1,m} = 10\%I_{dm} = 7,94 \text{ A.}$

1 - Do điện cảm cuộn kháng lớn và điện trở rất bé, ta có thể coi tổng trở cuộn kháng xấp xỉ bằng điện kháng của cuộn kháng :

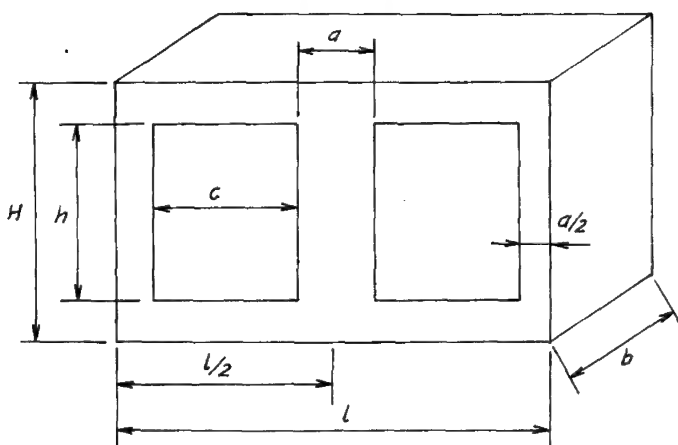
$$Z_k = X_k = 2\pi \cdot f \cdot L_k = 2\pi \cdot 6 \cdot 50 \cdot 2,70 \cdot 10^{-3} = 5,09 \Omega.$$

2 - Điện áp xoay chiều rơi trên cuộn kháng lọc :

$$\Delta U = Z_k \cdot \frac{I_{1,m}}{\sqrt{2}} = 5,09 \cdot \frac{7,94}{\sqrt{2}} = 28,58 \text{ V ;}$$

3 - Công suất của cuộn kháng lọc :

$$S = \Delta U_{10} \cdot \frac{I_{1,m}}{\sqrt{2}} = 28,58 \cdot \frac{7,94}{\sqrt{2}} = 160,46 \text{ VA.}$$



Hình 8.21. Kết cấu mạch từ cuộn kháng lọc

4 - Tiết diện cực từ chính của cuộn kháng lọc :

$$Q = k_Q \cdot \sqrt{\frac{S}{f}} = 5 \cdot \sqrt{\frac{160,46}{6 \cdot 50}} = 3,656 \text{ cm}^2.$$

k_Q - hệ số phụ thuộc phương thức làm mát, khi làm mát bằng không khí tự nhiên $k_Q = 5$.

Chuẩn hóa tiết diện trụ theo kích thước có sẵn : Chọn $Q = 4,25 \text{ cm}^2$.

5 - Với tiết diện trụ $Q = 4,25 \text{ cm}^2$.

Chọn loại thép 330A, lá thép dày 0,35 mm.

$$a = 20 \text{ mm} ; b = 25 \text{ mm}.$$

6 - Chọn mật độ từ cảm trong trụ : $B_T = 0,8 \text{ T}$.

7 - Khi có thành phần điện xoay chiều chạy qua cuộn kháng thì trong cuộn kháng sẽ xuất hiện một sức điện động E_k :

$$E_k = 4,44 W \cdot f \cdot B_T \cdot Q$$

Gần đúng ta có thể viết : $E_k = \Delta U = 28,58 \text{ V}$.

$$W = \frac{\Delta U}{4,44 f \cdot B_T \cdot Q} = \frac{28,58}{4,44 \cdot 6 \cdot 50 \cdot 0,8 \cdot 4,25 \cdot 10^{-4}} = 63,1 \text{ vòng}$$

Lấy $W = 63 \text{ vòng}$.

8 - Ta có dòng điện chạy qua cuộn kháng :

$$i(t) = I_d + I_{1m} \cdot \cos(6\theta + \varphi_1)$$

Dòng điện hiệu dụng chạy qua cuộn kháng :

$$I_k = \sqrt{I_d^2 + \left(\frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{79,41^2 + \left(\frac{7,94}{\sqrt{2}}\right)^2} = 79,61 \text{ A}.$$

9 - Chọn mật độ dòng điện qua cuộn kháng :

$$J = 2,75 \text{ A/mm}^2.$$

10 - Tiết diện dây quấn cuộn kháng :

$$S_k = \frac{I_k}{J} = \frac{79,61}{2,75} = 28,95 \text{ mm}^2.$$

Chọn dây tiết diện chữ nhật, cách điện cấp B, chọn $S_k = 29,90 \text{ mm}^2$ (theo phụ lục 9) với kích thước dây :

$$a_k \times b_k = 3,80 \times 8,00 \text{ (mm} \times \text{mm)}$$

Tính lại mật độ dòng điện : $J = \frac{I_k}{S_k} = \frac{79,61}{29,9} = 2,66 \text{ A/mm}^2$.

11 - Chọn hệ số lấp đầy : $K_{ld} = \frac{W.S_k}{Q_{cs}} = 0,7$.

12 - Diện tích của số :

$$Q_{cs} = \frac{W.S_k}{K_{ld}} = \frac{63 \cdot 29,9}{0,7} = 26,91 \text{ cm}^2.$$

13 - Tính kích thước mạch từ :

$$Q_{cs} = c \times h.$$

Chọn $m = h/a = 3$. Suy ra :

$$h = 3a = 3 \cdot 20 = 60 \text{ mm}.$$

$$c = \frac{Q_{cs}}{h} = \frac{26,91}{6,0} = 4,5 \text{ cm} = 45 \text{ mm}.$$

14 - Chiều cao mạch từ :

$$H = h + a = 60 + 20 = 80 \text{ mm}.$$

15 - Chiều dài mạch từ :

$$L = 2c + 2a = 2 \cdot 45 + 2 \cdot 20 = 130 \text{ mm}.$$

16 - Chọn khoảng cách từ gông tới cuộn dây :

$$h_g = 2 \text{ mm}.$$

17 - Tính số vòng dây trên một lớp :

$$W_1 = \frac{h - 2h_g}{b_k} = 7 \text{ vòng}.$$

18 - Tính số lớp dây quấn :

$$n_1 = \frac{W}{W_1} = \frac{63}{7} = 7 \text{ lớp}$$

Mỗi lớp có 7 vòng.

19 - Chọn khoảng cách cách điện giữa dây quấn với trụ :

$$a_{01} = 3 \text{ mm}.$$

Cách điện giữa các lớp : $cd_1 = 0,1 \text{ mm}$.

20 - Bề dày cuộn dây :

$$B_d = (a_k + cd_1)n_1 = (3,8 + 0,1) 9 = 35,1 \text{ mm}.$$

21 - Tổng bề dày cuộn dây :

$$B_{d\Sigma} = B_d + a_{01} = 35,1 + 3 = 38,1 \text{ mm}.$$

22 - Chiều dài của vòng dây trong cùng :

$$l_1 = 2(a + b) + 2\pi a_{01} = 2(20 + 25) + 2\pi \cdot 3 = 108,8 \text{ mm}.$$

23 - Chiều dài của vòng dây ngoài cùng :

$$\begin{aligned} l_2 &= 2(a + b) + 2\pi(\alpha_{01} + B_d) = \\ &= 2(20 + 25) + 2\pi(3 + 35,1) = 329,4 \text{ mm}. \end{aligned}$$

24 - Chiều dài trung bình của một vòng dây :

$$l_{tb} = \frac{l_1 + l_2}{2} = \frac{108,8 + 329,4}{2} = 219,1 \text{ mm}.$$

25 - Điện trở của dây quấn ở 75° :

$$R = \rho_{75} \cdot \frac{l_{tbW}}{S_k} = 0,02133 \cdot \frac{219,1 \cdot 10^{-3} \cdot 63}{29,90} = 0,0098 \Omega.$$

với $\rho_{75} = 0,02133 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ là điện trở suất của đồng ở 75°C .

Ta thấy điện trở rất bé, nên giả thiết ban đầu bỏ qua điện trở là đúng.

26 - Thể tích sắt :

$$\begin{aligned} V_{Fe} &= 2a \cdot b \cdot h + 2 \frac{a}{b} b \cdot L = a \cdot b \cdot (2h + 1) = \\ &= 20 \cdot 25 \cdot 10^{-4} (2 \cdot 60 + 130) \cdot 10^{-2} = 0,125 \text{ dm}^3 \end{aligned}$$

27 - Khối lượng sắt :

$$M_{Fe} = V_{Fe} \cdot m_{Fe} = 0,125 \cdot 7,85 = 0,944 \text{ kg}.$$

trong đó m_{Fe} là khối lượng riêng của sắt : $m_{Fe} = 7,85 \text{ kg/dm}^3$.

28 - Khối lượng đồng :

$$\begin{aligned} M_{Cu} &= V_{Cu} \cdot m_{Cu} = S_k \cdot l_{tb} \cdot W \cdot m_{Cu} = \\ &= 29,9 \cdot 219,1 \cdot 10^{-6} \cdot 63 \cdot 8,9 = 3,7 \text{ kg}. \end{aligned}$$

trong đó : $m_{Cu} = 8,9 \text{ kg/dm}^3$.

8.10.5.2. Bảo vệ quá nhiệt độ cho các van bán dẫn

Khi làm việc với dòng điện chạy qua, trên van có sụt áp, do đó có tổn hao công suất ΔP , tổn hao này sinh ra nhiệt đốt nóng van bán dẫn. Mặt khác van bán dẫn chỉ được phép làm việc dưới nhiệt cho phép T_{cp} nào đó, nếu quá nhiệt độ cho phép thì các van bán dẫn sẽ bị phá hỏng. Để van bán dẫn làm việc an toàn, không bị chọc thủng về nhiệt, ta phải chọn và thiết kế hệ thống tản nhiệt hợp lý.

● Tính toán cánh tản nhiệt :

+ Tổn thất công suất trên một tiristo :

$$\Delta P = \Delta U \cdot I_{lv} = 1,6 \cdot 45,8487 = 73,4 \text{ W.}$$

+ Diện tích bề mặt tỏa nhiệt :

$$S_m = \frac{\Delta P}{K_m \tau}$$

trong đó :

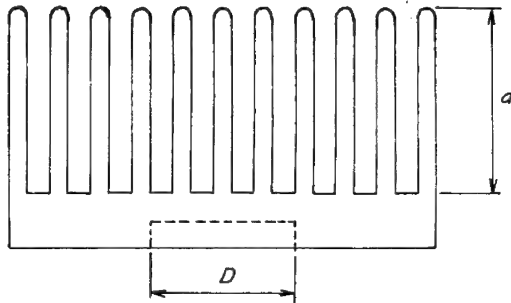
ΔP - tổn hao công suất (W) ;

τ - độ chênh lệch nhiệt độ so với môi trường.

Chọn nhiệt độ môi trường $T_{mt} = 40^\circ\text{C}$. Nhiệt độ làm việc cho phép của tiristo $T_{cp} = 125^\circ\text{C}$. Chọn nhiệt độ trên cánh tản nhiệt $T_{lv} = 80^\circ\text{C}$.

$$\tau = T_{lv} - T_{mt} = 80 - 40 = 40^\circ\text{C}$$

K_m - hệ số tỏa nhiệt bằng đối lưu và bức xạ. Chọn $K_m = 8 \text{ W/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$.



Hình 8.23. Hình chiếu
cánh tản nhiệt

Vậy :
$$S_m = \frac{73,4}{8 \cdot 40} = 0,2294 \text{ m}^2.$$

Chọn loại cánh tản nhiệt có 12 cánh, kích thước mỗi cánh $a \times b = 10 \times 10$ (cm x cm). Tổng diện tích tản nhiệt của cánh :

$$S = 12 \cdot 2 \cdot 10 \cdot 10 = 2400 \text{ cm}^2 = 0,24 \text{ m}^2.$$

8.10.5.3. Bảo vệ quá dòng điện cho van

Aptomat dùng để đóng cắt mạch động lực, tự động bảo vệ khi quá tải và ngắn mạch tiristo, ngắn mạch đầu ra bộ biến đổi, ngắn mạch thứ cấp máy biến áp, ngắn mạch ở chế độ nghịch lưu.

+ Chọn một aptomat có :

$$I_{dm} = 1,1I_{ld} = 1,1 \cdot \sqrt{3} \cdot 31,64 = 69,8 \text{ A} = 70 \text{ A}.$$

$$U_{dm} = 220 \text{ V}.$$

Có ba tiếp điểm chính, có thể đóng cắt bằng tay hoặc bằng nam châm điện.

Chỉnh định dòng ngắn mạch :

$$I_{nm} = 2,5I_{ld} = 2,5 \cdot \sqrt{3} \cdot 31,64 = 137 \text{ A}.$$

Dòng quá tải :

$$I_{qt} = 1,5I_{ld} = 1,5 \cdot \sqrt{3} \cdot 31,64 = 82,5 \text{ A}.$$

+ Chọn cầu dao có dòng định mức :

$$I_{qt} = 1,1\sqrt{3}I_{ld} = 1,1 \cdot \sqrt{3} \cdot 31,64 = 70 \text{ A}.$$

Cầu dao dùng để tạo khe hở an toàn khi sửa chữa hệ truyền động.

+ Dùng dây chảy tác động nhanh để bảo vệ ngắn mạch các tiristo, ngắn mạch đầu ra của bộ chỉnh lưu :

Nhóm 1CC :

Dòng điện định mức mức dây chảy nhóm 1CC :

$$I_{1CC} = 1,1I_2 = 1,1 \cdot 64,83 = 73,31 \text{ A}.$$

Nhóm 2CC :

Dòng điện định mức mức dây chảy nhóm 2CC :

$$I_{2CC} = 1,1I_{hd} = 1,1 \cdot 45,847 = 50,43 \text{ A.}$$

Nhóm 3CC :

Dòng điện định mức dây chảy nhóm 3CC :

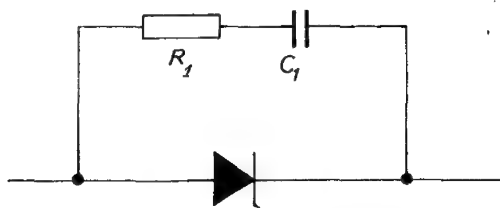
$$I_{3CC} = 1,1I_d = 1,1 \cdot 79,41 = 87,35 \text{ A.}$$

Vậy chọn cầu chảy nhóm :

1CC loại 80 A ; 2CC loại 50 A ; 3CC loại 100 A.

8.10.5.4. Bảo vệ quá điện áp cho van

Bảo vệ quá điện áp do quá trình đóng cắt tiristo được thực hiện bằng cách mắc R-C song song với tiristo. Khi có sự chuyển mạch, các điện tích tích tụ trong các lớp bán dẫn phóng ra ngoài tạo ra dòng điện ngược trong khoảng thời gian ngắn. Sự biến thiên nhanh chóng của dòng

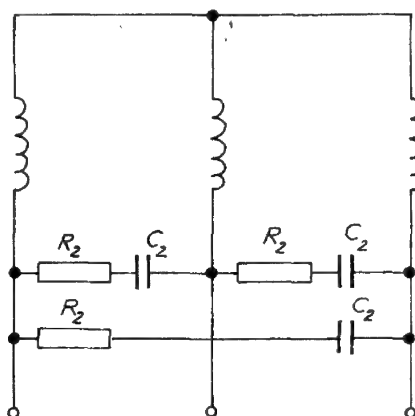


Hình 8.24. Mạch RC bảo vệ quá điện áp do chuyển mạch

điện ngược gây ra sức điện động cảm ứng rất lớn trong các điện cảm làm cho quá điện áp giữa anốt và catốt của tiristo. Khi có mạch R-C mắc song song với tiristo, tạo ra mạch vòng phóng điện tích trong quá trình chuyển mạch nên tiristo không bị quá điện áp.

Theo kinh nghiệm
 $R_1 = (5 \div 30) \Omega$; $C_1 = (0,25 \div 4) \mu F$.

Chọn theo tài liệu [22] :
 $R_1 = 5,1 \Omega$; $C_1 = 0,25 \mu F$.

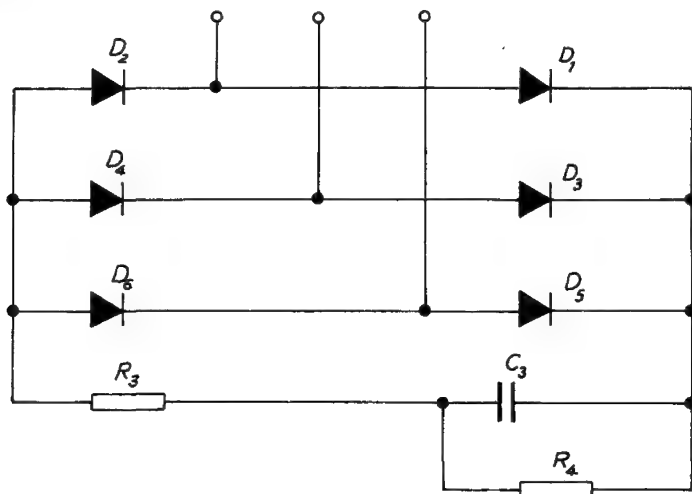


Hình 8.25. Mạch RC bảo vệ quá điện áp từ lưới

+ Bảo vệ xung điện áp từ lưới điện, ta mắc mạch R-C như trên hình 8.25 ; nhờ có mạch lọc này mà đỉnh xung gần như nằm lại hoàn toàn trên điện trở đường dây.

Trị số RC được chọn theo tài liệu [22] : $R_2 = 12,5 \Omega$; $C_2 = 4 \mu F$.

+ Để bảo vệ van do cắt đột ngột khi máy biến áp non tải, người ta thường mắc mạch R-C ở đầu ra của mạch chỉnh lưu cầu ba pha phụ bằng các diốt công suất bé.



Hình 8.26. Mạch cầu ba pha dùng diốt tải RC bảo vệ do cắt máy biến áp non tải

Thông thường giá trị tụ chọn trong khoảng $10 \div 200 \mu F$

Chọn theo tài liệu [4] ; $R_3 = 470 \Omega$; $C_3 = 10 \mu F$.

Chọn giá trị điện trở $R_4 = 1,4 k\Omega$.

8.10.6. TÍNH TOÁN CÁC THÔNG SỐ CỦA MẠCH ĐIỀU KHIỂN

Sơ đồ một kênh điều khiển chỉnh lưu cầu ba pha được thiết kế theo sơ đồ ở hình 8.16. Tính toán mạch điều khiển thường được tiến hành từ tầng khuếch đại ngược trở lên.

Mạch điều khiển được tính xuất phát từ yêu cầu về xung mở tiristo. Các thông số cơ bản để tính mạch điều khiển.

Điện áp điều khiển tiristo	:	$U_{dk} = 3,0 \text{ V.}$
Dòng điện điều khiển tiristo	:	$I_{dk} = 0,1 \text{ A.}$
Thời gian mở tiristo	:	$t_m = 80 \mu s.$
Độ rộng xung điều khiển	:	$t_x = 167 \mu s, \text{ tương đương } 3^\circ \text{ điện.}$
Tần số xung điều khiển	:	$f_x = 3 \text{ kHz.}$
Độ mất đối xứng cho phép	:	$\Delta\alpha = 4^\circ.$
Điện áp nguồn nuôi mạch điều khiển	:	$U = \pm 12 \text{ V.}$
Mức sụt biên độ xung	:	$s_x = 0,15.$

8.10.6.1. Tính biến áp xung

+ Chọn vật liệu làm lõi là sắt ferit HM. Lõi có dạng hình xuyến, làm việc trên một phần của đặc tính từ hóa có : $\Delta B = 0,3 \text{ T}$; $\Delta H = 30 \text{ A/m}$ [11], không có khe hở không khí.

+ Tỷ số biến áp xung : thường $m = 2 \div 3$, chọn $m = 3$.

+ Điện áp cuộn thứ cấp máy biến áp xung : $U_2 = U_{dk} = 3,0 \text{ V.}$

+ Điện áp đặt lên cuộn sơ cấp máy biến áp xung :

$$U_1 = m.U_2 = 3.3 = 9 \text{ V.}$$

+ Dòng điện thứ cấp máy biến áp xung : $I_2 = I_{dk} = 0,1 \text{ A.}$

+ Dòng điện sơ cấp biến áp xung :

$$I_1 = \frac{I_2}{m} = \frac{0,1}{3} = 0,033 \text{ A.}$$

+ Độ từ thẩm trung bình tương đối của lõi sắt :

$$\mu_{tb} = \frac{\Delta B}{\mu_0 \cdot \Delta H} = \frac{0,3}{1,25 \cdot 10^{-6} \cdot 30} = 8,10^3$$

trong đó $\mu_0 = 1,25 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}$ là độ từ thẩm của không khí.

+ Thể tích của lõi thép cần có :

$$V = Q.l = \frac{\mu_{tb} \mu_0 \cdot t_x \cdot s_x \cdot U_1 \cdot I_1}{\Delta B^2}$$

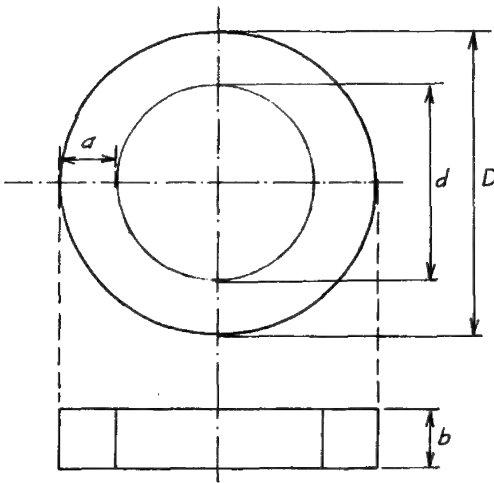
Thay số : $V = \frac{8.10^3.1,25.10^{-6}.167.10^{-6}.0,15.9.0,0333}{0,3^2}$

$$V = 0,834.10^{-6} \text{ m}^3 = 0,834 \text{ cm}^3.$$

Chọn mạch từ có thể tích $V = 1,4 \text{ cm}^3$. Với thể tích đó ta có các kích thước mạch từ như sau [1] :

$$a = 4,5 \text{ mm} ; b = 6 \text{ mm} ; Q = 0,27 \text{ cm}^2 = 27 \text{ mm}^2 ; d = 12 \text{ mm} ; D = 21 \text{ mm}.$$

Chiều dài trung bình mạch từ : $l = 5,2 \text{ cm}$.



Hình 8.27. Hình chiếu lõi máy biến áp xung

+ Số vòng dây quấn sơ cấp máy biến áp xung :

Theo định luật cảm ứng điện từ :

$$U_1 = W_1 \cdot Q \cdot \frac{dB}{dt} = W_1 \cdot Q \cdot \frac{\Delta B}{t_x}$$

$$W_1 = \frac{U_1 t_x}{\Delta B \cdot Q} = \frac{9 \cdot 167 \cdot 10^{-6}}{0,3 \cdot 27 \cdot 10^{-6}} = 186 \text{ vòng}.$$

+ Số vòng dây thứ cấp :

$$W_2 = \frac{W_1}{m} = \frac{186}{3} = 62 \text{ vòng}.$$

+ Tiết diện dây quấn thứ cấp :

$$S_1 = \frac{I_1}{J_1} = \frac{33,3 \cdot 10^{-3}}{6} = 0,0056 \text{ mm}^2.$$

Chọn mật độ dòng điện $J_1 = 6 \text{ A/mm}^2$.

+ Đường kính dây quấn sơ cấp :

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_1}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,0056}{\pi}} = 0,084 \text{ mm}$$

Chọn $d = 0,1 \text{ mm}$.

+ Tiết diện dây quấn thứ cấp :

$$S_2 = \frac{I_2}{J_2} = \frac{0,1}{4} = 0,025 \text{ mm}^2.$$

Chọn mật độ dòng điện $J_2 = 4 \text{ A/mm}^2$ (theo tài liệu [1]).

+ Đường kính dây quấn thứ cấp :

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_2}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,0025}{\pi}} = 0,178 \text{ mm}$$

Chọn dây có đường kính $d_2 = 0,18 \text{ mm}$.

+ Kiểm tra hệ số lấp đầy :

$$\begin{aligned} K_{ld} &= \frac{S_1 W_1 + S_2 W_2}{\left(\pi + \frac{d^2}{4}\right)} = \frac{d_1^2 \cdot W_1 + d_2^2 \cdot W_2}{d} = \\ &= \frac{0,1^2 \cdot 186 + 0,18^2 \cdot 62}{12^2} = 0,03. \end{aligned}$$

Như vậy cửa sổ đủ diện tích cần thiết.

8.10.6.2. Tính tầng khuếch đại cuối cùng

Chọn tranzito công suất Tr_3 loại 2SC9111 làm việc ở chế độ xung, có các thông số sau :

Tranzito loại NPN, vật liệu bán dẫn là Si.

Điện áp giữa colectơ và bazơ khi hở mạch emitơ : $U_{CBO} = 40 \text{ V}$.

Điện áp giữa emitơ và bazơ khi hở mạch colectơ : $U_{EBO} = 4 \text{ V}$.

Dòng điện lớn nhất ở colectơ có thể chịu đựng : $I_{Cmax} = 500 \text{ mA}$.

Công suất tiêu tán ở colectơ : $P_C = 1,7 \text{ W}$.

Nhiệt độ lớn nhất ở mặt tiếp giáp : $T_1 = 175^\circ\text{C}$

Hệ số khuếch đại : $\beta = 50$

Dòng làm việc của colectơ : $I_{C3} = I_1 = 33,3 \text{ mA}$.

Dòng làm việc của bazơ : $I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta} = \frac{33,3}{50} = 0,66 \text{ mA}$.

Ta thấy rằng với loại tiristo đã chọn có công suất điều khiển khá bé : $U_{dk} = 3,0 \text{ V}$, $I_{dk} = 0,1 \text{ A}$, nên dòng colectơ-bazơ của tranzito Tr_3 khá bé, trong trường hợp này ta có thể không cần tranzito Tr_2 mà vẫn có đủ công suất điều khiển tranzito.

Chọn nguồn cấp cho máy biến áp xung : $E = +12 \text{ V}$. Với nguồn $E = 12 \text{ V}$ ta phải mắc thêm điện trở R_{10} nối tiếp với cực emitơ của Tr_3 , R_1 :

$$R_{10} = \frac{E - U_1}{I_1} = \frac{12 - 9}{33,3 \cdot 10^{-3}} \approx 90 \ \Omega$$

Tất cả các điốt trong mạch điều khiển đều dùng loại 1N4009, có tham số :

Dòng điện định mức : $I_{dm} = 10 \text{ mA}$.

Điện áp ngược lớn nhất : $U_N = 25 \text{ V}$.

Điện áp để cho điốt mở thông : $U_m = 1 \text{ V}$.

8.10.6.3. Chọn cổng AND

Toàn bộ mạch điều khiển phải dùng 6 cổng AND nên ta chọn hai IC 4081 họ CMOS. Mỗi IC 4081 có 4 cổng AND. Các thông số :

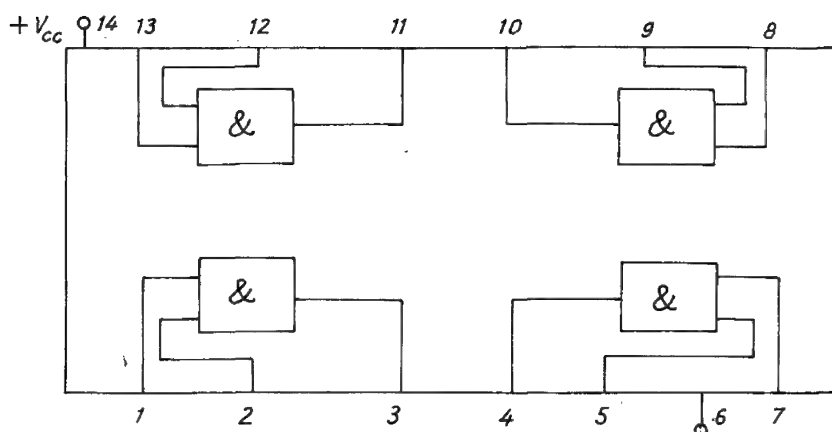
Nguồn nuôi IC : $V_{cc} = 3 \div 9 \text{ V}$, ta chọn $V_{cc} = 12 \text{ V}$.

Nhiệt độ làm việc : $-40^\circ\text{C} \div 80^\circ\text{C}$

Điện áp ứng với mức logic "1" : $2 \div 4,5 \text{ V}$.

Dòng điện : $< 1 \text{ mA}$

Công suất tiêu thụ : $P = 2,5 \text{ nW/1 cổng}$.



Hình 8.28. Sơ đồ chân IC 4081

8.10.6.4. Chọn tụ C_3 và R_9

Điện trở R_9 dùng để hạn chế dòng điện đưa vào bazơ của tranzito Tr_3 , chọn R_9 thỏa mãn điều kiện :

$$R_9 \geq \frac{U}{I_{r3}} = \frac{4,5}{0,666 \cdot 10^{-3}} = 6,757 \text{ k}\Omega$$

Chọn $R_9 = 6,8 \text{ k}\Omega$.

Chọn $C_3 \cdot R_9 = t_x = 167 \mu\text{s}$. Suy ra $C_3 = t_x / R_9$.

$$C = \frac{167}{6,8 \cdot 10^{-3}} = 0,024 \mu\text{F}, \text{ chọn } C_3 = 0,022 \mu\text{F}.$$

8.10.6.5. Tính chọn bộ tạo xung chùm

Mỗi kênh điều khiển phải dùng 4 khuếch đại thuật toán, do đó ta chọn 6 IC loại TL084 do hãng Texas Instruments chế tạo, các IC này có khuếch đại thuật toán.

Thông số của TL084 :

Điện áp nguồn nuôi : $V_{cc} = \pm 18 \text{ V}$, chọn $V_{cc} = \pm 12 \text{ V}$.

Hiệu điện thế giữa hai đầu vào : $\pm 30 \text{ V}$.

Nhiệt độ làm việc : $T = -25 \div 85^\circ\text{C}$

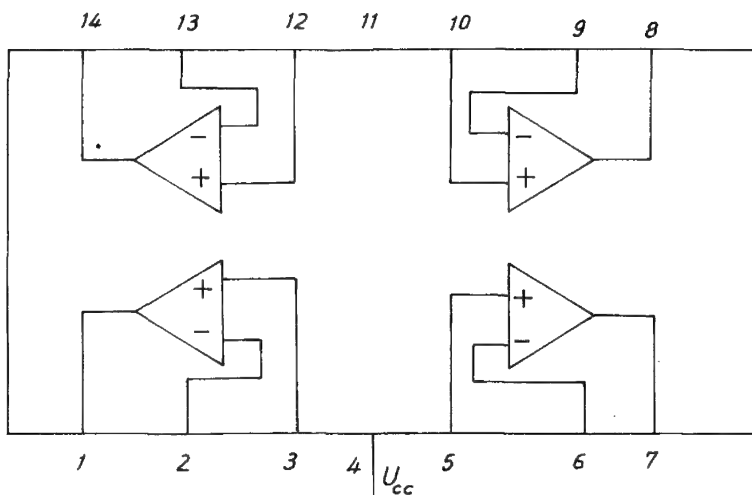
Công suất tiêu thụ : $P = 680 \text{ mW} = 0,68 \text{ W}$.

Tổng trở đầu vào : $R_{in} = 10^6 \text{ M}\Omega$.

Dòng điện đầu ra : $I_{ra} = 30 \text{ pA}$.

Tốc độ biến thiên điện áp cho phép : $\frac{du}{dt} = 13 \text{ V}/\mu\text{s}$

Sơ đồ chân IC TL084 xem ở hình 8.29.



Hình 8.29. Sơ đồ chân IC TL084

Mạch tạo chùm xung có tần số $f = \frac{1}{2t_x} = 3 \text{ kHz}$ hay chu kỳ của xung chùm :

$$T = \frac{1}{f} = 334 \mu\text{s}$$

Ta có :

$$T = 2R_8.C_2.\ln\left(1 + 2\frac{R_6}{R_7}\right)$$

Chọn $R_6 = R_7 = 33 \text{ k}\Omega$ thì $T = 2,2 R_8.C_2 = 334 \mu\text{s}$.

Vậy $R_8.C_2 = 151,8 \mu\text{s}$.

Chọn tụ $C_2 = 0,1 \mu\text{s}$ có điện áp $U = 16 \text{ V} \Rightarrow R_8 = 1,518 \Omega$.

Để thuận tiện cho việc điều chỉnh khi lắp mạch, ta chọn R_8 là biến trở $2 \text{ k}\Omega$.

8.10.6.6. Tính chọn từng sơ sánh

Khuếch đại thuật toán đã chọn loại TL084.

$$\text{Chọn } R_4 = R_5 > \frac{U_v}{I_v} = \frac{12}{1.10^{-3}} = 12 \text{ k}\Omega$$

Trong đó nếu nguồn nuôi $V_{cc} = \pm 12 \text{ V}$ thì điện áp vào A_3 là $U_v \approx 12 \text{ V}$. Dòng điện vào được hạn chế để $I_{lv} < 1 \text{ mA}$.

Do đó ta chọn $R_4 = R_5 = 15 \text{ k}\Omega$, khi đó dòng vào A_3 :

$$I_{v\max} = \frac{12}{15.10^3} = 0,8 \text{ mA}.$$

8.10.6.7. Tính chọn khâu đồng pha

Điện áp tựa được hình thành do sự nạp của tụ C_1 . Mặt khác để bảo đảm điện áp tựa có trong nửa chu kỳ điện áp lưới là tuyến tính thì hằng số thời gian tụ nạp được $T_r = R_3.C_1 = 0,005 \text{ s}$.

$$\text{Chọn tụ } C_1 = 0,1 \mu\text{F} \text{ thì điện trở } R_3 = \frac{T_r}{C_1} = \frac{0,005}{0,1.10^{-6}}$$

$$\text{Vậy } R_3 = 50.10^3 \Omega = 50 \text{ k}\Omega.$$

Để thuận tiện cho việc điều chỉnh khi lắp ráp mạch, R_3 thường chọn là biến trở lớn hơn $50 \text{ k}\Omega$. Chọn tranzito Tr_1 loại A564 có các thông số sau :

Tranzito loại PNP, làm bằng Si.

Điện áp giữa colectơ và bazơ khi hở mạch emitor : $U_{CBO} = 25 \text{ V}$.

Điện áp giữa emitor và bazơ khi hở mạch colectơ : $U_{BEO} = 7 \text{ V}$.

Dòng điện lớn nhất ở colectơ có thể chịu đựng : $I_{C\max} = 100 \text{ mA}$.

Nhiệt độ lớn nhất ở mặt tiếp giáp : $T_{cp} = 150^\circ\text{C}$

Hệ số khuếch đại : $\beta = 250$

$$\text{Dòng cực đại của bazơ} : I_{B3} = \frac{I_C}{\beta} = \frac{100}{250} = 0,4 \text{ A}$$

Điện trở R_2 để hạn chế dòng điện đi vào bazơ của tranzito Tr_1 được chọn như sau :

Chọn R_2 sao cho $R_2 \geq \frac{U_{N.\max}}{I_B} \approx \frac{12}{0,4 \cdot 10^{-3}} = 30 \text{ k}\Omega$

Chọn $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$.

Chọn điện áp xoay chiều đồng pha : $U_A = 9 \text{ V}$.

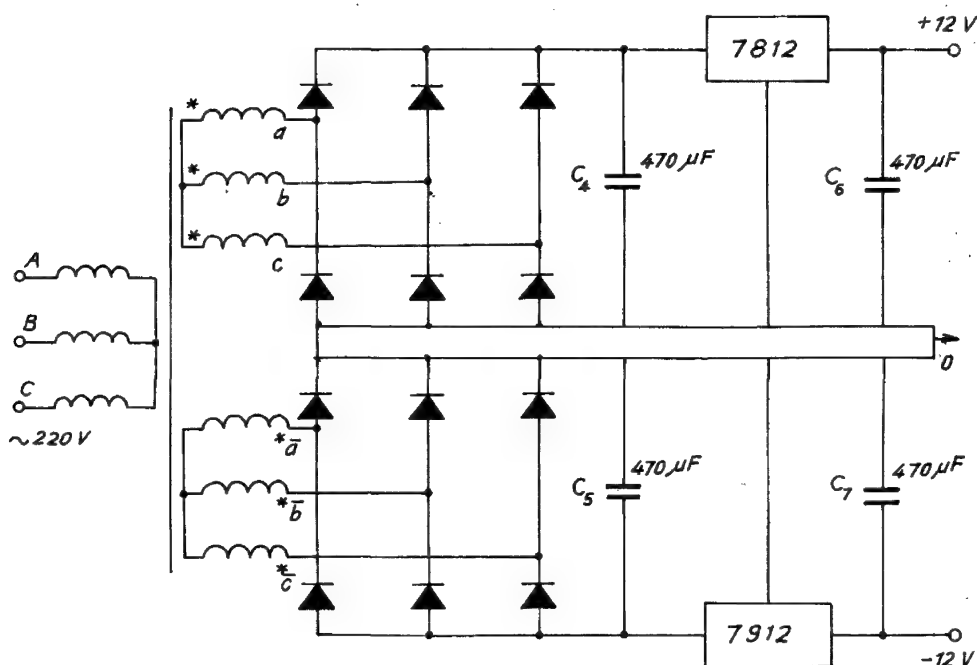
Điện trở R_1 để hạn chế dòng điện đi vào khuếch đại thuật toán A_1 , thường chọn R_1 sao cho dòng vào khuếch đại thuật toán $I_v < 1 \text{ mA}$. Do đó

$$R_1 \geq \frac{U_A}{I_v} = \frac{9}{1 \cdot 10^{-3}} = 9 \text{ k}\Omega.$$

Chọn $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

8.10.6.8. Tạo nguồn nuôi

Ta cần tạo ra nguồn điện áp $\pm 12 \text{ V}$ để cấp cho máy biến áp xung nuôi IC, các bộ điều chỉnh dòng điện, tốc độ và điện áp đặt tốc độ.



Hình 8.30. Sơ đồ nguyên lý tạo nguồn nuôi $\pm 12 \text{ V}$

Ta chọn mạch chỉnh lưu cầu ba pha dùng điôt, điện áp thứ cấp máy biến áp nguồn nuôi :

$$U_2 = \frac{12}{2,34} = 5,1 \text{ V, ta chọn } U_2 = 9 \text{ V.}$$

Để ổn định điện áp ra của nguồn nuôi, ta dùng hai vi mạch ổn áp 7812 và 7912, các thông số chung của vi mạch này như sau :

Điện áp đầu vào : $U_v = 7 \div 35 \text{ V}$.

Điện áp đầu ra :

$$U_{ra} = 12 \text{ V với IC 7812 ; } U_{ra} = -12 \text{ V với IC 7912.}$$

Dòng điện đầu ra : $I_{ra} = 0 \div 1 \text{ A}$.

Tụ điện C_4, C_5 dùng để lọc thành phần sóng hài bậc cao. Chọn $C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = 470 \mu\text{F}$; $U = 35 \text{ V}$.

8.10.6.9. Tính toán máy biến áp nguồn nuôi và đồng pha

1. Ta thiết kế máy biến áp dùng cho cả việc tạo điện áp đồng pha và tạo nguồn nuôi. Chọn kiểu máy biến áp ba pha ba trụ, trên mỗi trụ có ba cuộn dây, 1 cuộn sơ cấp và 2 cuộn thứ cấp.

2. Điện áp lấy ra ở thứ cấp máy biến áp làm điện áp đồng pha lấy ra thứ cấp làm nguồn nuôi :

$$U_2 = U_{2\text{dph}} = U_N = 9 \text{ V.}$$

3. Dòng điện thứ cấp máy biến áp đồng pha :

$$I_{2\text{dph}} = 1 \text{ mA.}$$

4. Công suất nguồn nuôi cấp cho biến áp xung :

$$P_{\text{dph}} = 6U_{2\text{dph}}.I_{2\text{dph}} = 6.9.1.10^{-3} = 0,054 \text{ W.}$$

5. Công suất tiêu thụ ở 6 IC TL084 sử dụng làm khuếch thuật toán, ta chọn hai IC TL084 để tạo 6 cổng AND :

$$P_{8\text{IC}} = 8P_{\text{IC}} = 8.0,68 = 5,12 \text{ W.}$$

6. Công suất BAX cấp cho cực điều khiển tiristo :

$$P_x = 6U_{\text{dk}}.I_{\text{dk}} = 6.3.0,1 = 1,8 \text{ W.}$$

7. Công suất sử dụng cho việc tạo nguồn nuôi :

$$P_N = P_{\text{dph}} + P_{\text{8IC}} + P_x$$

$$P_N = 0,056 + 5,12 + 1,8 = 6,976 \text{ W.}$$

8. Công suất của máy biến áp có kể đến 5% tổn thất trong máy :

$$S = 1,05(P_{\text{dph}} + P_N) = 1,05(0,054 + 6,976) = 7,38 \text{ VA.}$$

9. Dòng điện thứ cấp máy biến áp :

$$I_2 = \frac{S}{6U_2} = \frac{7,38}{6 \cdot 9} = 0,137 \text{ A.}$$

10. Dòng điện sơ cấp máy biến áp :

$$I_1 = \frac{S}{3U_1} = \frac{7,38}{3 \cdot 220} = 0,0112 \text{ A.}$$

11. Tiết diện trụ của máy biến áp được tính theo công thức kinh nghiệm :

$$Q_T = k_Q \cdot \sqrt{\frac{S}{m \cdot f}} = 6 \cdot \sqrt{\frac{7,38}{3 \cdot 50}} = 1,33 \text{ cm}^2.$$

trong đó $k_Q = 6$ là hệ số phụ thuộc phương thức làm mát.

$m = 3$ là số trụ của biến áp ; $f = 50$ là tần số điện áp lưới.

Chuẩn hóa tiết diện trụ theo bảng ở tài liệu [7] :

$$Q_T = 1,63 \text{ cm}^2.$$

Kích thước mạch từ lá thép dày $\delta = 0,5 \text{ mm}$.

Số lượng lá thép : 68 lá ; $a = 12 \text{ mm}$; $b = 16 \text{ mm}$; $h = 30 \text{ mm}$.

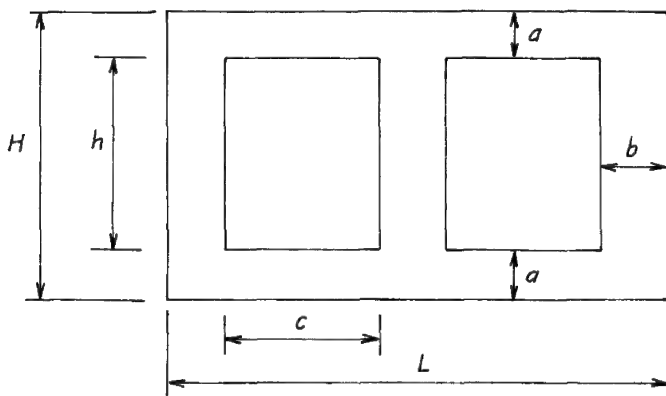
Hệ số ép chặt $k_e = 0,85$.

12. Chọn mật độ từ cảm $B = 1 \text{ T}$ ở trong trụ, ta có số vòng dây sơ cấp :

$$W_1 = \frac{U_1}{4,44f \cdot B \cdot Q_T} = \frac{220}{4,44 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 1,63 \cdot 10^{-4}} = 6080 \text{ vòng.}$$

13. Chọn mật độ dòng điện $J_1 = J_2 = 2,75 \text{ A/mm}^2$

Tiết diện dây quấn sơ cấp :



Hình 8.31. Kích thước mạch từ máy biến áp

$$S_1 = \frac{S}{3U_1 \cdot J_1} = \frac{7,83}{3 \cdot 220 \cdot 2,75} = 0,0043 \text{ mm}^3.$$

Đường kính dây quấn sơ cấp :

$$d_1 = \sqrt{\frac{4S_1}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,0043}{3,14}} = 0,074 \text{ mm}.$$

Chọn $d_1 = 0,1 \text{ mm}$ để đảm bảo độ bền cơ. Đường kính có kể cách điện : $d_{1cd} = 0,12 \text{ mm}$.

14. Số vòng dây quấn thứ cấp :

$$W_2 = W_1 \cdot \frac{U_2}{U_1} = 6080 \cdot \frac{9}{220} = 249 \text{ vòng}.$$

15. Tiết diện dây quấn thứ cấp :

$$S_2 = \frac{S}{6U_2 \cdot J_2} = \frac{7,83}{6 \cdot 9 \cdot 2,75} = 0,053 \text{ mm}^2.$$

16. Đường kính dây quấn thứ cấp :

$$d_2 = \sqrt{\frac{4S_2}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,053}{\pi}} = 0,260 \text{ mm}.$$

Chuẩn hóa đường kính : $d_2 = 0,26 \text{ mm}$.

Đường kính có kể đến cách điện : $d_{2cd} = 0,31 \text{ mm}$.

17. Chọn hệ số lấp đầy : $k_{ld} = 0,7$.

$$\text{với : } k_{ld} = \frac{\frac{\pi}{4} (d_{1cd}^2 \cdot W_1 + d_{2cd}^2 \cdot W_1)}{c \cdot h}$$

18. Chiều rộng của số :

$$\begin{aligned} c &= \frac{\frac{\pi}{4} (d_{1cd}^2 \cdot W_1 + d_{2cd}^2 \cdot W_1)}{k_{ld} \cdot h} = \\ &= \frac{2 \frac{\pi}{4} (0,12^2 \cdot 6080 + 0,31^2 \cdot 249)}{0,7 \cdot 30} = 8,3 \text{ mm.} \end{aligned}$$

Chọn $c = 12 \text{ mm}$.

19. Chiều dài mạch từ :

$$L = 2c + 3a = 2 \cdot 12 + 3 \cdot 12 = 60 \text{ mm.}$$

20. Chiều cao mạch từ :

$$H = h + 2a = 30 + 2 \cdot 12 = 54 \text{ mm.}$$

8.10.6.10. Tính chọn diôt cho bộ chỉnh lưu nguồn nuôi

+ Dòng điện hiệu dụng qua diôt :

$$I_{Dhd} = \frac{I_2}{\sqrt{2}} = \frac{0,137}{\sqrt{2}} = 0,099 \text{ A}$$

+ Điện áp ngược lớn nhất mà diôt phải chịu :

$$U_{Nmax} = \sqrt{6} U_2 = \sqrt{6} \cdot 9 = 22 \text{ V}$$

+ Chọn diôt có dòng định mức :

$$I_{dm} \geq K_i \cdot I_{Ddm} = 10 \cdot 0,1 = 1,1 \text{ A.}$$

Chọn diôt có điện áp ngược lớn nhất :

$$U_n = k_U \cdot U_{Nmax} = 2 \cdot 22 = 44 \text{ V.}$$

Chọn diôt loại КП208А có các thông số sau :

Dòng điện định mức : $I_{dm} = 1,5 \text{ A}$.

Điện áp ngược cực đại của điôt : $U_N = 100 \text{ V}$.

CÁC THÔNG SỐ CƠ BẢN CỦA NHIỆM VỤ THIẾT KẾ CHỈNH LƯU

1. Loại tải để cấp điện một chiều.
2. Thứ tự nhiệm vụ thiết kế
3. Điện áp tải một chiều U_d
4. Dòng điện tải một chiều I_d
5. Công suất tải một chiều P_d
6. Điện áp nguồn cấp xoay chiều $U_{1\sim}$
7. Dải điều khiển thông số U_d , I_d đầu ra của chỉnh lưu $D(0 \div \max)$ từ 0 (hoặc từ thông số nào đó) tới cực đại S.

Loại tải	TT	U_d (V)	I_d (A)	P_d (kW)	$U_{1\phi}$ (V)	D
1	2	3	4	5	6	7
Động cơ điện một chiều (ĐC)	1	110		1,1	220/380	$0 \div \max$
	2	220		1,1	220/380	$0 \div \max$
	3	220		2,2	220/380	$0 \div \max$
	4	220		5,2	220/380	$0 \div \max$
	5	400		54	220/380	$0 \div \max$
	6	460		55	220/380	$0 \div \max$
	7	440		90	220/380	$0 \div \max$
Mạ điện (MD)	1	12	300		220	$0 \div \max$
	2	12	500		220/380	$0 \div \max$
	3	16	750		220/380	$0 \div \max$

Tiếp theo

1	2	3	4	5	6	7
Mạ điện (MD)	4	16	1200		220/380	0 ÷ max
	5	24	1000		220/380	0 ÷ max
	6	12	750		220/380	0 ÷ max
	7	24	500		220	0 ÷ max
Điện phân (DP)	1	13,2	750		220/380	0,6 ÷ max
	2	26,4	1000		220/380	0,6 ÷ max
	3	39,6	1500		220/380	0,6 ÷ max
	4	26,4	2000		220/380	0,6 ÷ max
	5	13,2	1500		220/380	0,6 ÷ max
	6	48	2000		220/380	0,6 ÷ max
	1	55	350		220/380	0,3 ÷ max
	2	60	500		220/380	0,3 ÷ max
	3	65	400		220/380	0,3 ÷ max
	4	70	500		220/380	0,3 ÷ max
	5	70	450		220/380	0,3 ÷ max
	6	70	600		220/380	0,3 ÷ max
	7	65	350		220/380	0,3 ÷ max
Kích từ máy phát (KT)	1	90	8		220/380	0,2 ÷ max
	2	100	10		220/380	0,2 ÷ max
	3	110	20		220/380	0,2 ÷ max

Tiếp theo

1	2	3	4	5	6	7
Kích từ máy phát (KT)	4	115	30		220/380	0,2 ÷ max
	5	90			220/380	0,2 ÷ max
	6	100	30		220/380	0,2 ÷ max
	7	200			220/380	0,2 ÷ max
Nạp ắc quy (NAQ)	1	12	6 A/h		220/380	0,5 ÷ max
	2	12	12 A/h		220	0,5 ÷ max
	3	12	60 A/h		220	0,5 ÷ max
	4	24	60 A/h		220	0,5 ÷ max
	5	24	80 A/h		220	0,5 ÷ max
	6	48	200 A/h		220/380	0,5 ÷ max
	7	24	150 A/h		220/380	0,5 ÷ max
Chống ăn mòn kim loại (AM)	1	12	100		220	0 ÷ max
	2	18	150		220	0 ÷ max
	3	24	200		220	0 ÷ max
	4	30	120		220	0 ÷ max
	5	30	200		220	0 ÷ max
	6	36	150		220	0 ÷ max
	7	36	200		220	0 ÷ max

Tiếp theo

1	2	3	4	5	6	7
Ly hợp điện tử (LH)	1	110	5		220	0 ÷ max
	2	220	5		220	0 ÷ max
	3	220	10		220	0 ÷ max
	4	220	12		220	0 ÷ max
	5	220	15		220	0 ÷ max
	6	110	10		220	0 ÷ max
	7	220	20		220	0 ÷ max

Chương 9

BỘ ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU

Bộ điều chỉnh điện áp xoay chiều gọi tắt là điều áp xoay chiều thực hiện biến đổi điện áp xoay chiều về độ lớn và dạng sóng nhưng tần số không thay đổi. Tiếng Anh : AC. Voltage Controller hoặc AC. Regulator ; tiếng Pháp : Gradateur. Điều áp xoay chiều thường được ứng dụng trong điều khiển chiếu sáng và đốt nóng, trong khởi động mềm và điều chỉnh tốc độ quạt gió hoặc máy bơm...

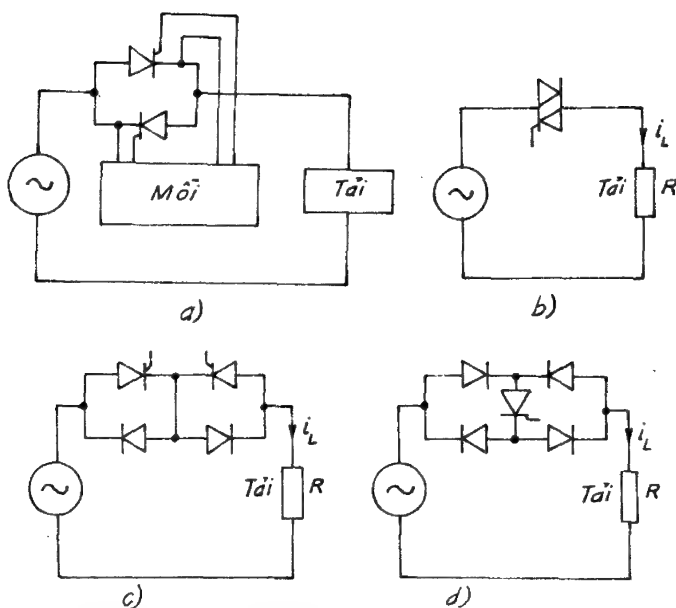
Chương này nghiên cứu các đặc tính của các bộ điều áp xoay chiều một pha và ba pha.

9.1. BỘ ĐIỀU CHỈNH ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU MỘT PHA

9.1.1. SƠ ĐỒ

Để điều chỉnh điện áp xoay chiều một pha, ta có thể sử dụng các sơ đồ sau :

- Sử dụng hai tiristo nối song song ngược (hình 9.1a).
- Sử dụng một triac về cấu tạo gồm hai tiristo nối song song ngược và chỉ có một cực điều khiển (hình 9.1b). Sơ đồ này được ứng dụng trong trường hợp công suất nhỏ.
- Sử dụng hai điôt và hai tiristo catôt nối chung để đơn giản hóa mạch điều khiển (hình 9.1c).
- Sử dụng bốn điôt và một tiristo để giảm giá thành trong trường hợp công suất lớn nhưng tăng tổn hao dẫn (hình 9.1c).



Hình 9.1. Bộ điều áp xoay chiều một pha
a) Hai tiristo song song ngược ; b) Triac ;
c) Hai diôt, hai tiristo ; d) Bốn diôt, một tiristo

Trong bộ điều áp xoay chiều, các linh kiện điện tử công suất làm việc ở chế độ dẫn-khóa theo chu kỳ của điện áp nguồn. Sự chuyển mạch từ dẫn sang khóa một cách tự nhiên tùy theo dấu của điện áp đặt trên các linh kiện.

9.1.2. ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU MỘT PHA TÁI THUẦN TRỞ

Xét sơ đồ ở hình 9.1a gồm hai tiristo nối song song ngược, nối từ nguồn tới tải thuần trở R . Tại thời điểm $\Psi < \omega t < \pi$ và $\pi + \Psi < \omega t < 2\pi$, đưa xung mỗi vào cực điều khiển tiristo T_1 và T_2 . Trong các thời điểm này T_1 và T_2 dẫn, bỏ qua điện áp rơi trên các tiristo điện áp nguồn đặt trực tiếp lên tải, do đó dòng qua tải R bằng :

$$i = \frac{V_m \sin \omega t}{R} \quad \text{khi } \Psi < \omega t < \pi \text{ và } \pi + \Psi < \omega t < 2\pi$$

$$i = 0 \quad \text{ở các thời điểm còn lại.}$$

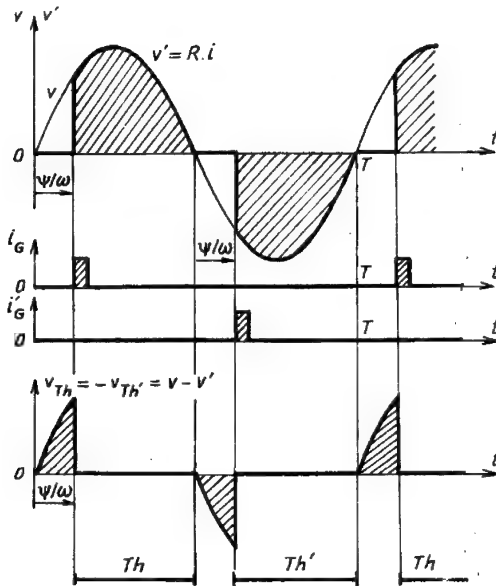
Trị số hiệu dụng của dòng điện qua tải :

$$I^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\Psi}^{\pi} \frac{V_m^2}{R^2} \sin^2 \omega t \, d\omega t = \frac{V_m^2}{R^2} \left[\frac{\omega t}{2\pi} - \frac{\sin 2\omega t}{4\pi} \right]_{\Psi}^{\pi}$$

$$I^2 = \frac{V_m^2}{R^2} \left(\frac{1}{2} - \frac{\Psi}{2\pi} + \frac{\sin 2\Psi}{4\pi} \right)$$

$$I = \frac{V}{R} \sqrt{1 - \frac{\Psi}{\pi} + \frac{\sin 2\Psi}{2\pi}} \quad (9.1)$$

Khi Ψ biến thiên từ 0 đến π , dòng điện hiệu dụng biến thiên từ I đến 0 (hình 9.2).



Hình 9.2. Hình dáng điện áp và dòng điện khi tải thuần trở

9.1.3. ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU MỘT PHA TẢI R-L

Khi tải R-L, góc lệch pha của tải $\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}$ làm giảm sự biến thiên của Ψ .

a) Khi $\varphi < \Psi < \pi$ (hình 9.3)

Tiristo T được mở ở $\omega t_0 = \Psi$. Từ thời điểm này phương trình của mạch là :

$$L \frac{di}{dt} + R.i = V_m \sin \omega t$$

Nghiệm dòng điện i có biểu thức :

$$i = i_f + i_l = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\Psi - \varphi) e^{-\frac{R}{L}(t - \frac{\Psi}{\omega})} \quad (9.2)$$

với $Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$ và $\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega}{R}$

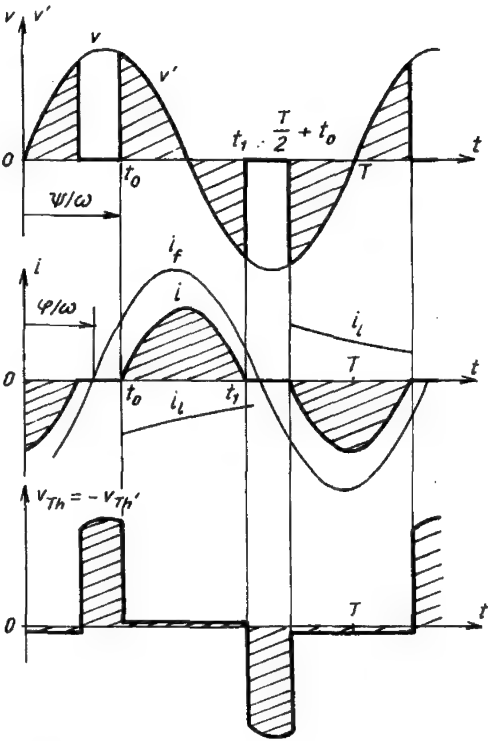
Thành phần i_l âm bởi vì $\Psi > \varphi$, dòng điện triệt tiêu là tiristo bị khóa khi $t = t_1$:

$$\omega t_1 < \pi + \varphi < \pi + \Psi$$

Ở thời điểm $t = T/2 + t_0$, tiristo T' có điện áp âm và nhận một xung trên cực điều khiển làm cho T' trở nên dẫn, và có dòng điện chạy qua tương tự như đối với nửa chu kỳ dương của điện áp. Trên hình 9.3 đồng thời cũng vẽ đường cong dòng điện và điện áp ngược đặt trên tiristo.

Khi $\Psi \geq \pi$, các tiristo luôn bị khóa bởi vì xung mỗi đến khi điện áp u_{AK} luôn âm. Khi $\Psi = \varphi$, thành phần hàm mũ của i bằng không, dòng điện

hình sin và nối trực tiếp nguồn với tải. Như vậy khi thay đổi góc mỗi Ψ giữa φ và π , dòng điện hiệu dụng thay đổi từ 0 đến cực đại bằng V/Z .



Hình 9.3. Dạng sóng điều áp một pha tải R-L khi góc mỗi $\varphi < \Psi < \pi$

b) Khi $\Psi < \varphi$

Khi $\Psi < \varphi$, sự hoạt động của bộ điều áp phụ thuộc vào tín hiệu đưa vào cực điều khiển.

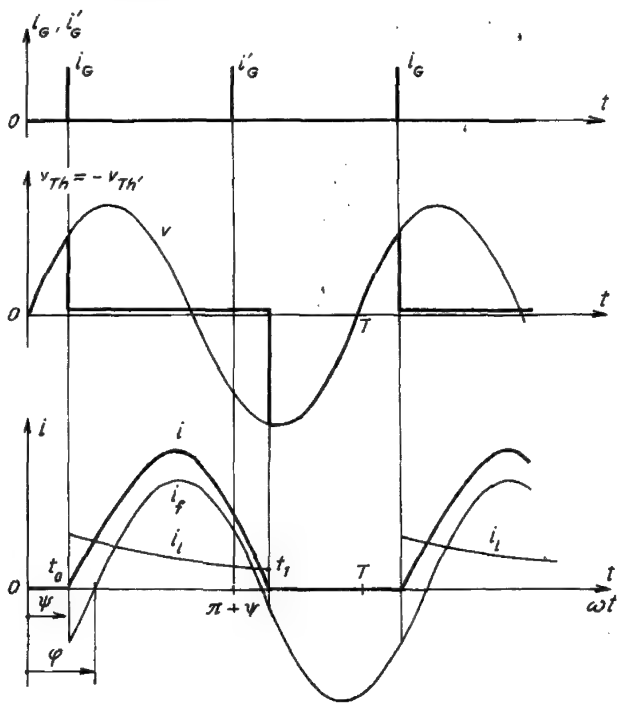
- Nếu xung mỗi rất ngắn (hình 9.4), tiristo T nhận được xung mỗi đầu tiên và được mở, dòng điện i cho bởi biểu thức :

$$i = i_f + i_l = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\Psi - \varphi) e^{-\frac{R}{L}(t - \frac{\Psi}{\omega})} \quad (9.3)$$

Bây giờ thành phần dòng cưỡng bức i_f và i_l cùng dấu. Dòng điện triệt tiêu khi $\omega t_1 > \pi + \varphi$, do đó lớn hơn $\pi + \Psi$. Xung đến cực điều khiển của tiristo T' ở thời điểm $\omega t = \pi + \Psi$ khi tiristo này có điện áp u_{AK} âm, do điện áp rơi trong T đang dẫn đã đổi dấu, và do vậy T' không được mở. Khi điện áp v_T trở nên dương, tại $t = t_1$ không còn xung mỗi trên cực điều khiển của T' nữa. Vì lý do đó sơ đồ làm việc không bình thường như chỉnh lưu một nửa chu kỳ, một nửa chu kỳ dòng điện biến mất một cách đột ngột. Dòng điện I chuyển từ V/Z sang $V/Z\sqrt{2}$ (hình 9.4).

- Nếu xung mỗi có độ rộng đủ lớn (hình 9.5), giả thiết T dẫn đầu tiên và còn dẫn ở thời điểm $t = t_1$ như trước.

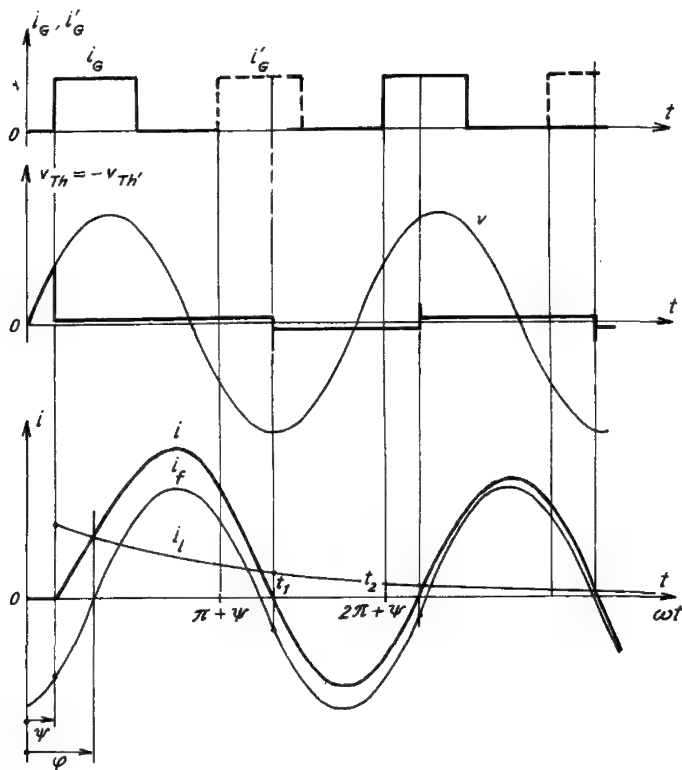
Khi $t = t_1$, điện áp u_{AK} của T' trở thành dương và trên cực điều khiển của nó vẫn có xung mỗi từ thời điểm $t = (\pi + \Psi)/\omega$, do vậy T' dẫn. Thành phần i_l trong biểu thức của i vẫn như trong trường hợp T dẫn. Cũng vậy, khi



Hình 9.4. Điều áp một pha, tải R-L hoạt động không bình thường

$t = t_2$, T sẽ dẫn trở lại. Sau một vài chu kỳ thành phần i_l mất đi và dòng điện i trùng với dòng cường bức hình sin i_f . Việc chuyển từ góc $\Psi < \varphi$ không tạo nên hoạt động không bình thường nữa, trị số hiệu dụng I vẫn bằng V/Z , bộ điều áp làm việc như một khóa chuyển mạch đóng thường xuyên như khi $\Psi = \varphi$.

Ta sẽ thấy điều kiện khi tải là động cơ (R-L) đảm bảo mạch không đột ngột làm việc như mạch chỉnh lưu, với điều kiện là xung mỗi phải có chiều rộng đủ lớn.



Hình 9.5. Bộ điều áp một pha, tải R-L, xung điều khiển đủ rộng

9.2. ĐẶC TÍNH ĐIỀU KHIỂN

Với tải thuần trở $\varphi = 0$ và tải R-L $0 < \varphi < \pi/2$, góc $\omega t_1 = \theta_1$ kết thúc dẫn của tiristo T cho bởi phương trình :

$$\sin(\theta_1 - \varphi) e^{\theta_1/Q} = \sin(\Psi - \varphi) e^{\Psi/Q} \quad (9.4)$$

trong đó $Q = \omega L/R$.

Trị số hiệu dụng V' của điện áp trên tải là :

$$V' = V \sqrt{\frac{\theta_1 - \Psi}{\pi} - \frac{\sin 2\theta_1 - \sin 2\Psi}{2\pi}} \quad (9.5)$$

Điện áp trên tải V' biến thiên từ V đến 0 khi Ψ từ φ đến π .

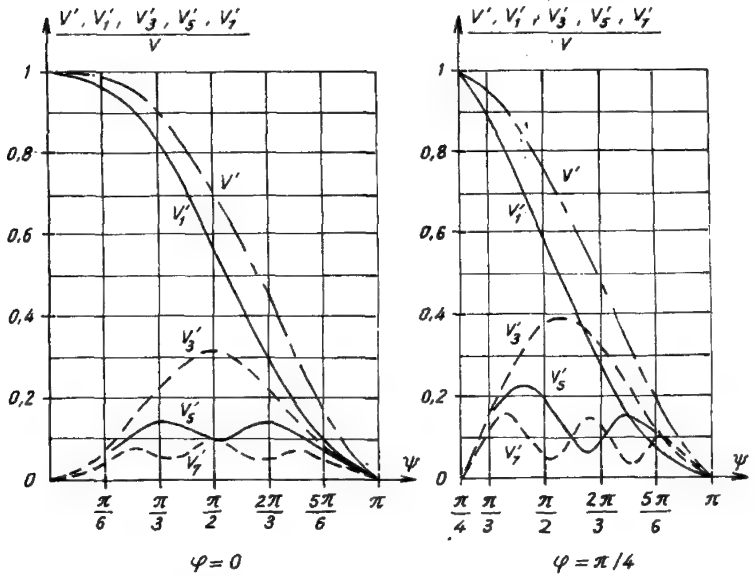
Khai triển Fourier của điện áp tải v' ta thấy, ngoài điều hòa cơ bản tần số ω còn có mặt tất cả các điều hòa bậc lẻ.

Trên hình 9.6 ta thấy, khi $\varphi = 0$ và $\varphi = \pi/4$ thì biến thiên theo Ψ : của trị hiệu dụng điện áp ra V' , của trị hiệu dụng sóng cơ bản điện áp ra V'_1 , của các thành phần bậc 3, 5, 7 : V'_3, V'_5, V'_7 tính theo V' . Trong các thành phần điều hòa thì điều hòa bậc ba có trị số lớn nhất, khi V' nhỏ thì điều hòa bậc ba lớn hơn sóng cơ bản.

Dòng điện cơ bản và các dòng điện điều hòa được xác định theo công thức :

$$I_1 = \frac{V'_1}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} = \frac{V'_1}{R\sqrt{1 + Q^2}},$$

$$I_3 = \frac{V'_3}{R\sqrt{1 + 9Q^2}}, \quad I_5 = \frac{V'_5}{R\sqrt{1 + 25Q^2}} \quad (9.6)$$



Hình 9.6. Đặc tính điều khiển

Ta nhận thấy khi tải điện cảm, vai trò các điều hòa dòng điện bậc cao càng giảm. Tuy nhiên bộ điều áp xoay chiều tiêu thụ công suất phản kháng ở sóng cơ bản ngay cả khi tải thuần trở, do góc mỗi tri, dòng điện vẫn chậm pha sau điện áp.

Trên hình 9.7 biểu diễn biến thiên của các loại công suất theo góc mỗi Ψ đối với tải thuần trở và tải R-L, trong đó :

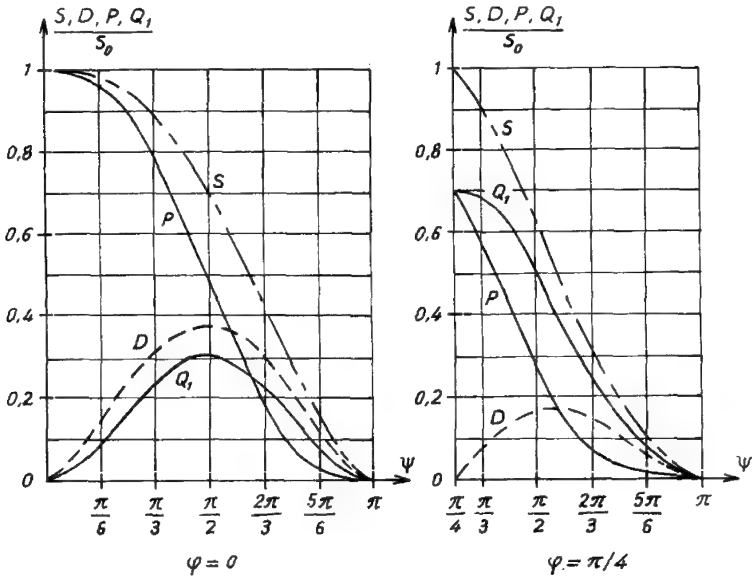
$S = V.I$ là công suất biểu kiến của lưới ;

$D = V \sqrt{I^2 - I_1^2}$ là công suất biến dạng ;

$P = V.I_1 \cos \varphi_1$ là công suất tác dụng ;

$Q_1 = V.I_1 \sin \varphi_1$ là công suất phản kháng.

Các biểu đồ tính theo công suất biểu kiến $S_0 = V^2/Z$.



Hình 9.7. Đặc tính công suất theo góc mở Ψ

9.3. BỘ ĐIỀU ÁP BA PHA

Để điều chỉnh điện áp ba pha, có thể sử dụng ba sơ đồ :

- Điều áp ba pha với 6 tiristo nối thành nhóm hai tiristo song song ngược liên hệ giữa nguồn và tải. Sơ đồ này có nhiều phương án khác nhau.
- Nối tam giác ba bộ điều áp một pha.

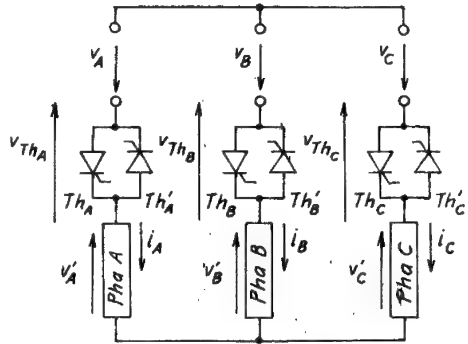
- Nối hỗn hợp ba tiristo và ba diôt.

Bộ điều áp ba pha được tạo nên từ ba nhóm, mỗi nhóm gồm hai tiristo nối song song ngược : T_A, T'_A ; T_B, T'_B ; T_C, T'_C . Gọi v_A, v_B, v_C là các điện áp pha hình sin.

$$v_A = V_m \sin \theta, \quad v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3), \quad v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3).$$

Trong các pha của tải có các dòng điện i_A, i_B và i_C v'_A, v'_B, v'_C là điện áp trên các pha của tải và $v_{ThA}, v_{ThB}, v_{ThC}$ là các điện áp trên cực các tiristo.

Các tiristo được nối ở các khoảng thời gian bằng nhau và bằng $1/6$ chu kỳ theo thứ tự $T_A, T'_C, T_B, T'_A, T_C, T'_B$ với góc mở Ψ , nghĩa là tiristo T_A được điều khiển với $\theta = \Psi$ (hình 9.9). Để vẽ dạng sóng điện áp ta chỉ cần nghiên cứu một phần sáu chu kỳ. Vì các dòng điện pha đều



Hình 9.8. Bộ điều áp ba pha

giống nhau và lệch pha $2\pi/3$, do vậy biết i_A ta có thể suy ra i_B và i_C :

$$i_A(\theta + \pi/3) = -i_B(\theta) ; i_A(\theta + 2\pi/3) = i_C(\theta)$$

$$i_A(\theta + \pi) = -i_A(\theta), \quad i_A(\theta + 4\pi/3) = i_B(\theta)$$

$$i_A(\theta + 5\pi/3) = -i_C(\theta).$$

Cũng vậy, ta có quan hệ giữa các điện áp v'_A, v'_B, v'_C trên tải và $v_{ThA}, v_{ThB}, v_{ThC}$ trên các cực của các nhóm tiristo.

a) Trường hợp tải thuần trở

Nếu tải gồm ba điện trở bằng nhau, khi góc mở Ψ tăng từ 0 đến $5\pi/6$, có thể xảy ra ba chế độ hoạt động như ở hình 9.9. Để đơn giản hạn chế vẽ v'_A, v'_B, v'_C với $\Psi < \theta < \Psi + \pi/3$ cho phép xác định điện áp trên tải của pha A là v'_A trong cả chu kỳ và v_{ThA} khi tiristo T_A bị khóa. Ta không cần vẽ đường cong dòng điện bởi vì hoàn toàn đồng dạng với v'_A .

* Chế độ 1 : $0 < \Psi < \pi/3$, ba hay hai tiristo dẫn :

- Khi $\Psi < \pi/3$, góc kết thúc dẫn của T_C lớn hơn Ψ , khi thì ba tiristo dẫn, khi thì hai tiristo dẫn :

$$\begin{aligned}v'_A &= R.i_A = v_A \\v'_B &= R.i_B = v_B \\v'_C &= R.i_C = v_C \\v_{ThA} &= v_{ThB} = \\&= v_{ThC} = 0\end{aligned}$$

- Khi $\pi/3 < \theta$
< $\Psi + \pi/3$, Th_A
và Th'_B dẫn, do
đó :

$$\begin{aligned}v'_A &= -v'_B = \\&= \frac{1}{2} (v_A - v_B)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}i_A &= -i_B = v'_A/R, \\v'_C &= i_C = 0 \\v_{ThA} &= v_{ThB} = 0,\end{aligned}$$

$$v_{ThC} = \frac{3}{2} v_C < 0.$$

Khi Ψ đạt tới $\pi/3$ sẽ ngừng dẫn vì Th_C
bị khóa trước khi Th_A được mồi.

* Chế độ 2 : $\pi/3 < \Psi < \pi/2$, luôn có
hai tiristo dẫn :

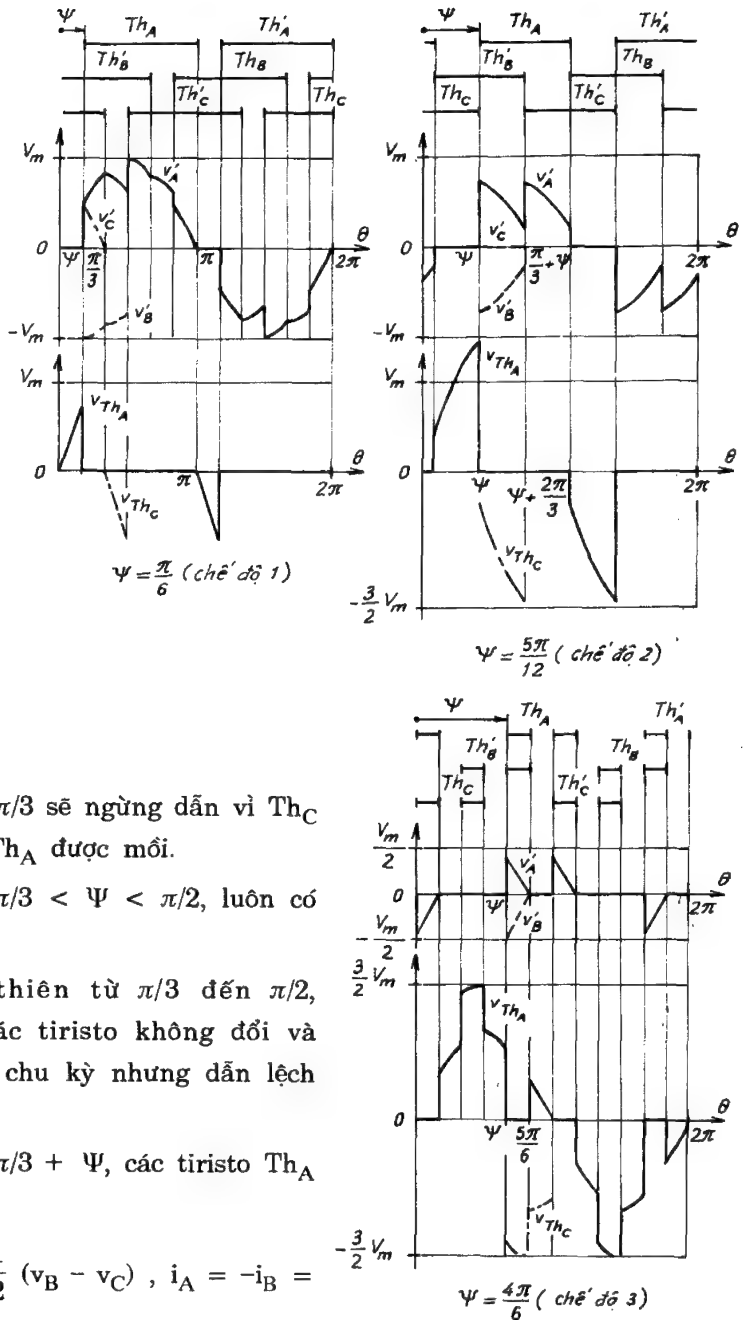
Khi Ψ biến thiên từ $\pi/3$ đến $\pi/2$,
khoảng dẫn của các tiristo không đổi và
bằng một phần ba chu kỳ nhưng dẫn lệch
pha.

Khi $\Psi < \theta < \pi/3 + \Psi$, các tiristo Th_A
và Th'_B dẫn :

$$\begin{aligned}v'_A &= -v'_B = \frac{1}{2} (v_B - v_C), \quad i_A = -i_B = \\&= v'_A/R, \quad v'_C = R.i_C = 0\end{aligned}$$

$$v_{ThA} = v_{ThB} = 0, \quad v_{ThC} = \frac{3}{2} v_C < 0.$$

Khi $\Psi = \pi/2$, chế độ này sẽ ngừng dẫn, khi góc cuối của Th'_B bằng Ψ



Hình 9.9. Dạng sóng bộ
điều áp xoay chiều ba pha

+ $\pi/3$ vượt quá $5\pi/6$, khi $v_A - v_B$ và i_A và i_B triệt tiêu khi mỗi Th'_C .

* *Chế độ 3* : $\pi/2 < \Psi < 5\pi/6$, có hai hoặc không có tiristo nào dẫn.

Tồn tại khoảng dẫn sau các khoảng tắt cả dòng điện triệt tiêu cần mở hai tiristo một lúc. Để làm việc cần phải :

- Điều khiển các tiristo bằng các tín hiệu chiều rộng lớn hơn $\pi/3$.

- Gửi các xung khẳng định. Khi gửi tín hiệu mở một tiristo để bắt đầu dẫn phải gửi một xung lên cực điều khiển của tiristo vừa bị khóa. Như vậy Th_A nhận xung đầu tiên ở $\theta = \Psi$ và xung khẳng định ở $\theta = \Psi + \pi/3$.

Khi $\Psi < 0 < 5\pi/6$, các tiristo Th_A và Th_B dẫn :

$$v'_A = -v'_B = \frac{1}{2} (v_A - v_B), i_A = -i_B = v'_A/R$$

$$v'_C = i_C = 0, v_{ThA} = v_{ThB} = 0, v_{ThC} = \frac{3}{2} v_C$$

Khi $5\pi/6 < \theta < \Psi + \pi/3$, không có tiristo nào dẫn :

$$v'_A = v'_B = v'_C = 0, i_A = i_B = i_C = 0$$

$$v_{ThA} - v_{ThB} = v_A - v_C > 0$$

Để phân bố các điện áp trên cực các tiristo khi chúng bị khóa, cần nối vào các cực của ba khối tiristo các điện trở lớn có trị số bằng nhau, do vậy :

$$v_{ThA} = v_A, v_{ThB} = v_B, v_{ThC} = v_C$$

Khi $\Psi < 5\pi/6$ mỗi đồng thời Th_A và Th'_C , khi $\theta = \Psi + \pi/3$ sẽ tạo nên điện áp âm $v_A - v_C$. Các tiristo không thể dẫn được và bộ điều áp làm việc như một khóa chuyển mạch luôn hở mạch.

b) *Trường hợp tải R-L*

Tải R-L được đặc trưng bởi tổng trở $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ và góc pha $\tan \varphi = \frac{\omega L}{R} = Q$. Dòng điện bắt đầu giảm khi $\Psi > \varphi$.

Vì điện cảm L các dòng điện i_A , i_B và i_C không còn bị gián đoạn nữa, do đó không xảy ra chế độ 2.

Tiristo Th_A đưa vào dẫn khi $\theta = \Psi$ không gây khóa Th_C do dòng i_C bị tắt đột ngột, bởi vì dòng điện này không bị gián đoạn.

Nếu $\theta = \Psi$, nhờ Th_C và Th'_B dòng i_C tồn tại, việc mở Th_A làm cho Th_A , Th'_B và Th_C mở đồng thời và bắt đầu khoảng cả ba tiristo dẫn ở chế độ 1.

Nếu i_C bằng không, khi mở Th_A làm cho i_C , i_A và i_B bằng không trước khi $\theta = \Psi$, sơ đồ làm việc ở chế độ 3.

Việc chuyển từ chế độ 1 sang chế độ 3 được thực hiện đối với giá trị giới hạn Ψ_1 theo phương trình :

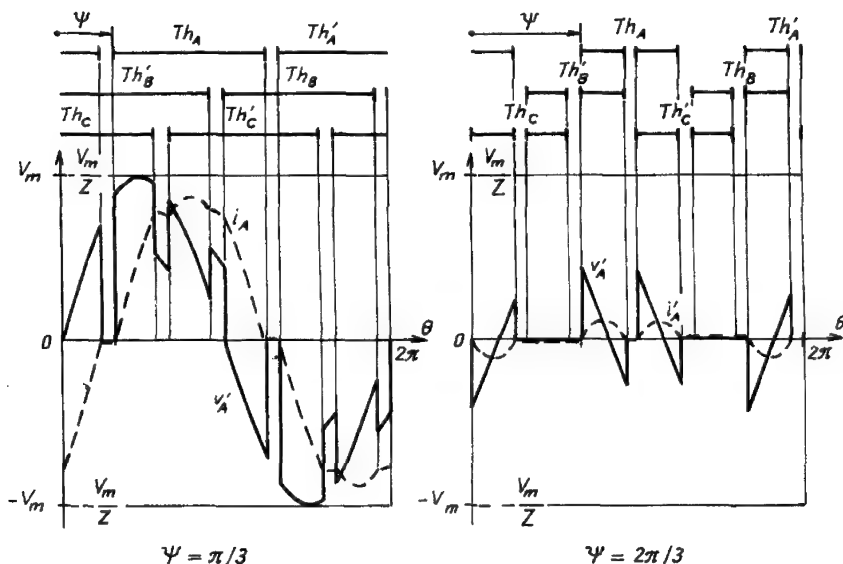
$$\sin(\Psi_1 - \varphi - 4\pi/3) = -\sin(\Psi_1 - \varphi) \frac{1 - 2e^{-\pi/3Q}}{2 - e^{-\pi/3Q}} \quad (9.7)$$

Hình 9.10 cho ví dụ hình dáng i_A và v'_A với một trong hai chế độ với $\varphi = \pi/4$. Góc giới hạn $\Psi_1 = 114^\circ$.

$\Psi = \pi/3$ tương ứng với chế độ 1 ; $\Psi = 2\pi/3$ hoạt động ở chế độ 3.

c) Đặc tính

- Điện áp trên tải v'_A , v'_B , v'_C có trị số hiệu dụng V' biến thiên từ V đến 0 khi góc mỗi Ψ đi từ φ đến $5\pi/6$.



Hình 9.10. Hình dáng i_A và v'_A

- Khai triển thành chuỗi ngoài sóng cơ bản chỉ có các điều hòa lẻ. Hơn nữa tổng giá trị tức thời $v'_A + v'_B + v'_C = 0$, do đó không có mặt điều hòa bậc ba và bội ba.

Có mặt các điều hòa : $\omega, 5\omega, 7\omega, 11\omega, 13\omega \dots$ tổng quát $n\omega = (6k + 1)\omega$.

Hình 9.11 trình bày biến thiên của trị hiệu dụng các điều hòa theo góc mỗi Ψ .

- Các điều hòa dòng điện được tính theo biểu thức :

$$I_n = \frac{V_n}{R\sqrt{1 + n^2Q^2}} \tag{9.8}$$

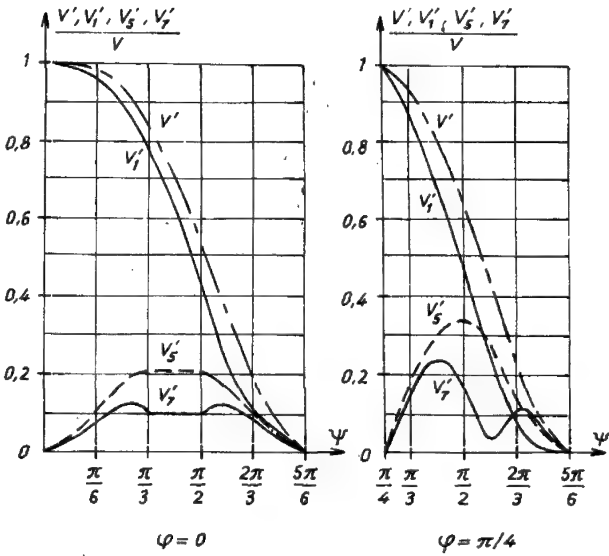
- Bộ điều áp xoay chiều tiêu thụ công suất phản kháng $3V.I_1\sin\varphi_1$, do mỗi trể Ψ , các điện áp cơ bản trên tải v'_A, v'_B, v'_C lệch pha với điện áp v_A, v_B, v_C tương ứng. Mặt khác tải R-L nên dòng điện lệch pha với điện áp tải.

d) Phương án các tiristo nối tam giác

Ta có thể thay đổi các tiristo nối hình sao thành hình tam giác như ở hình 9.13.

Nếu các pha của tải có cùng góc lệch pha và môđun gấp ba lần, với cùng góc mở Ψ thì dòng điện dây và điện áp trên các cực của tiristo không đổi.

Dòng điện trong tam giác gồm các tiristo j_A, j_B, j_C có dạng sóng khác với dạng sóng dòng điện dây tương ứng i_A, i_B, i_C . Cũng vậy dạng sóng điện áp u'_A, u'_B, u'_C trên các pha nối hình



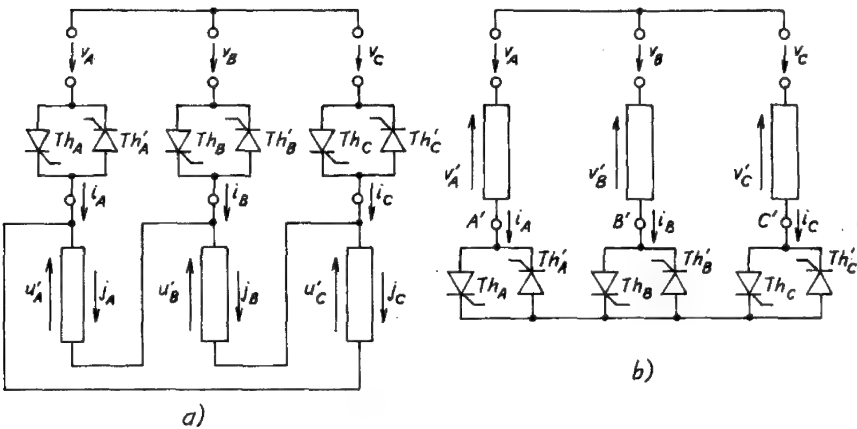
Hình 9.11. Biến thiên của điện áp các điều hòa theo góc mở

tam giác khác với dạng sóng u'_A, u'_B, u'_C khi nối sao. Lý do là khi i_A, i_B, i_C chuyển thành j_A, j_B, j_C , các thành phần tạo nên hệ thống thứ tự thuận lệch pha $\pi/6$ theo chiều thuận, trong khi đó các thành phần thứ tự ngược (điều hòa 5, 11, 17...) lệch pha $\pi/6$ theo chiều ngược.

Tuy nhiên các biểu thức sau đây luôn đúng :

$$U' = \sqrt{3} V' \quad , \quad I = \sqrt{3} J$$

$$U'_1 = \sqrt{3} V'_1 \quad , \quad I_1 = \sqrt{3} J_1 \quad , \quad U'_n = \sqrt{3} V'_n \quad , \quad I_n = \sqrt{3} J_n .$$



Hình 9.12.
a) Tải nối tam giác ; b) Tiristo hình sao nối sau tải

So sánh sơ đồ ở hình 9.13 với sơ đồ ở hình 9.8 ta thấy, ở một tải đã cho, các dòng điện trong các pha và điện áp trên cực của chúng có cùng hình dáng và giá trị, nhưng dòng điện trong tiristo giảm đi và do vậy điều kiện tín hiệu điều khiển cũng đơn giản hơn.

Ta nhận thấy sự dẫn của Th_A, Th'_B và Th_C xác định cách nối giữa các cực A', B', C' như khi Th_{AB} và Th'_{BC} dẫn :

$$v'_A = v_A \quad , \quad v'_B = v_C \quad , \quad v'_C = v_B \quad , \quad i_A > 0 \quad , \quad i_B < 0 \quad , \quad i_C > 0 .$$

Sự dẫn điện của Th_A, Th'_B có cùng ảnh hưởng như Th_{AB} :

$$v'_A = -v'_B = \frac{v_A - v_B}{2} \quad , \quad i_A = -i_B > 0 \quad , \quad v'_C = i_C = 0 .$$

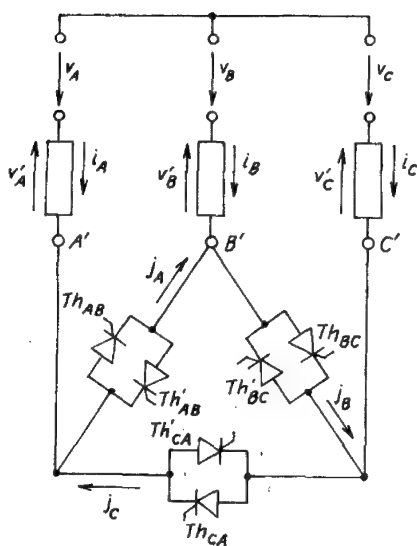
Với các giá trị Ψ và φ đã cho, các đại lượng liên quan đến nguồn, tải, các dòng điện i_A , i_B , i_C và điện áp v'_A , v'_B , v'_C giống nhau. Chỉ có các tiristo nối tam giác là có ưu điểm sau đây :

Với chế độ 1 : chỉ có 1 hay 2 tiristo dẫn (so với 2 hay 3 của sơ đồ ở hình 9.8) ;

Với chế độ 2 : chỉ có 1 tiristo dẫn (so với 2 của sơ đồ ở hình 9.8);

Với chế độ 3 : có 1 tiristo dẫn hoặc không có (so với 2 hoặc không của sơ đồ ở hình 9.8).

Ưu điểm thứ hai của việc nối tam giác các tiristo là làm đơn giản hóa tín hiệu điều khiển. Không cần thiết xung điều khiển rộng hoặc xung kháng định để đảm bảo sơ đồ hoạt động. Chỉ cần một xung đơn là đủ. Tuy nhiên nếu các tiristo nối tam giác sẽ có điện áp ngược cực đại phải chịu từ $1,5V_m$ sang $\sqrt{3}V_m$. Đây là nhược điểm của sơ đồ các tiristo nối tam giác.



Hình 9.13. Sơ đồ các tiristo nối tam giác

9.4. NHÓM TAM GIÁC TỪ BA BỘ ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU MỘT PHA

Có một phương án khác tạo nên bộ điều áp ba pha gồm ba bộ điều áp một pha nối hình tam giác như sơ đồ ở hình 9.14a. Cách nối này cho phép loại trừ các điều hòa bậc ba và bội ba trong dòng điện.

Để có thể sử dụng trực tiếp các kết quả của bộ điều áp một pha ta sử dụng các ký hiệu của một pha và thêm chỉ số A, B, C.

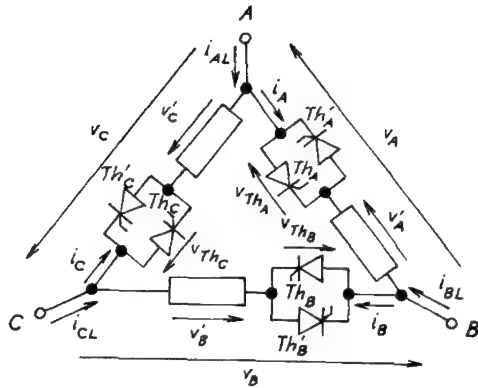
Điện áp dây do nguồn cung cấp :

$$v_A = V_m \sin \theta, \quad v_B = V_m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right),$$

$$v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3).$$

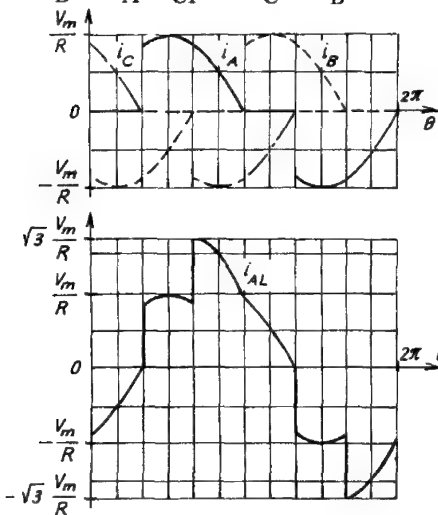
Các tiristo được nối ở một phần sáu chu kỳ theo trình tự sau đây :

$Th_A, Th'_C, Th_B, Th'_A, Th_C, Th'_B$. Tiristo Th_A nhận xung điều khiển tại $\theta = \Psi$. Các điện áp v'_A, v'_B, v'_C là điện áp trên các pha của tải; còn $v_{ThA}, v_{ThB}, v_{ThC}$ là điện áp của nhóm các tiristo. Các dòng điện i_A, i_B, i_C giống nhau ở một phần ba hoặc hai phần ba chu kỳ.

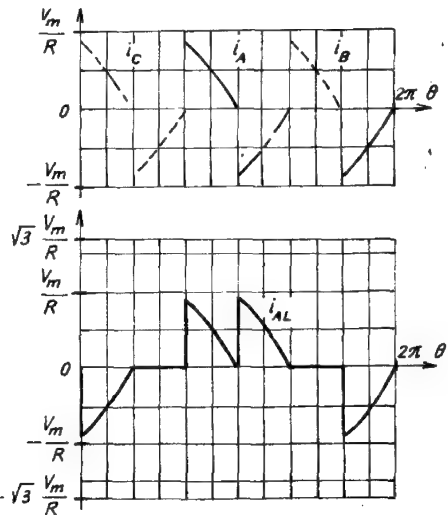


Hình 9.14a. Tổ hợp nhóm tam giác từ ba điều áp một pha

Nhóm tam giác từ ba bộ điều áp một pha đảm bảo triệt tiêu điều hòa bậc ba và bội ba trong các dòng điện do nguồn cung cấp. Các điều hòa này trùng pha trong ba dòng i_A, i_B, i_C . Dòng điện dây $i_{A1} = i_A - i_C$, $i_{B1} = i_B - i_A$, $i_{C1} = i_C - i_B$.



$$\Psi = \pi/3$$



$$\Psi = 2\pi/3$$

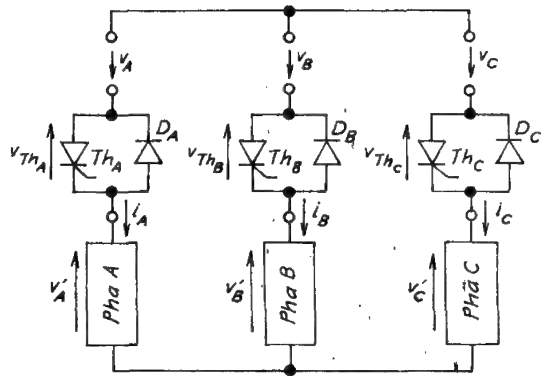
Hình 9.14b. Dạng sóng dòng điện theo sơ đồ ở hình 9.14 với góc mỗi $\Psi = \pi/3$ và $2\pi/3$

Dòng điện trong sơ đồ có dạng sóng khác với dòng điện các pha của tải và tỷ số điều hòa giảm đi. Hình 9.14b trình bày dạng sóng dòng điện khi góc mỗi $\pi/3$, tải thuần trở.

Các điều hòa dòng điện đây : $I_{1L} = \sqrt{3} I_1$, $I_{5L} = \sqrt{3} I_5$, $I_{7L} = \sqrt{3} I_7$... nhưng $I_{3L} = I_{9L} = 0$. Trị số hiệu dụng của dòng điện đây nhỏ hơn $\sqrt{3} I$.

9.5. BỘ ĐIỀU ÁP BA PHA HỖN HỢP

Trên sơ đồ ở hình 9.15 ta nhận thấy, mỗi pha có một tiristo được thay thế bằng một diôt. Không có dây trung tính làm cho giá trị trung bình của tổng dòng điện pha của tải và điện áp trên cực của nó luôn bằng không.



9.5.1. SỰ HOẠT ĐỘNG CỦA SƠ ĐỒ

Hình 9.15. Bộ điều áp ba pha hỗn hợp

- Nếu ta ký hiệu v_A , v_B , v_C là điện áp nguồn :

$$v_A = V_m \sin \theta \quad , \quad v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3),$$

$$v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

Tiristo Th_A được mỗi ở $\theta = \Psi$, còn Th_B ở $\Psi = \theta + 2\pi/3$ và Th_C ở $\Psi = \theta + 4\pi/3$.

Ba dòng điện i_A , i_B , i_C giống nhau ở một phần ba chu kỳ, nhưng ở nửa chu kỳ âm khác với ở nửa chu kỳ dương, do vậy điện áp v'_A , v'_B và v'_C và của các tiristo v_{ThA} , v_{ThB} , v_{ThC} vì có diôt nên không có giá trị âm.

- Nếu tải thuần trở, có ba chế độ làm việc liên tiếp sau đây khi Ψ đi từ 0 đến $7\pi/6$:

Khi $0 < \Psi < \pi/2$: ba hoặc hai linh kiện dẫn.

Khi $\pi/2 < \Psi < 2\pi/3$: ba, hai hoặc không có linh kiện dẫn.

Khi $2\pi/3 < \Psi < 7\pi/6$: hai hoặc không có linh kiện dẫn.

- Nếu tải R-L có môđun Z và góc pha φ , để làm thay đổi trị hiệu dụng của dòng điện i_A, i_B, i_C từ cực đại V/Z đến không thì góc mỗi Ψ phải tăng từ φ đến $7\pi/6$.

Khi φ tăng, sự biến thiên của Ψ theo chế độ 2 giảm đi. Khi $\varphi = 31^\circ$, chế độ này biến mất.

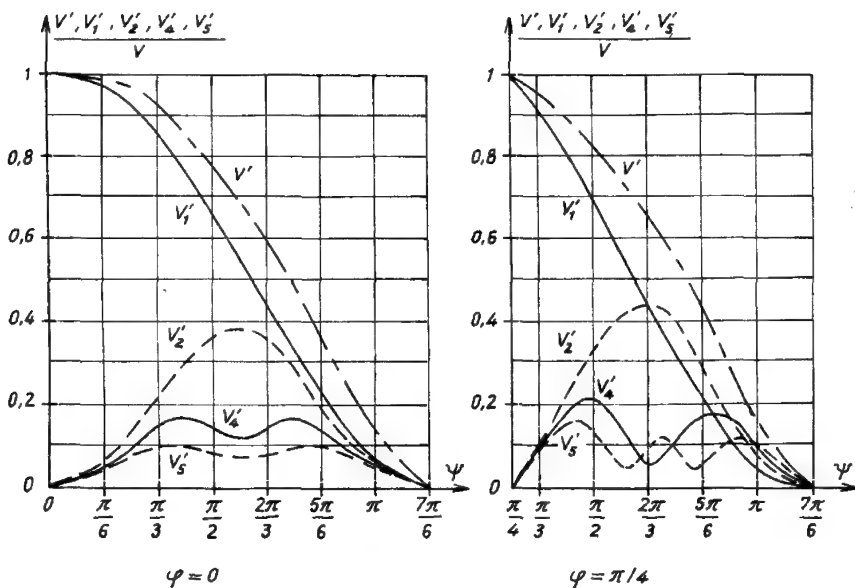
9.5.2. CÁC ĐẶC TÍNH

Các điện áp v'_A, v'_B, v'_C ngoài thành phần cơ bản còn có cả các điều hòa bậc chẵn và lẻ, trừ điều hòa bậc ba và bội ba.

Trên hình 9.16 trình bày đặc tính điện áp hiệu dụng của các điều hòa theo góc mỗi ứng với hai trường hợp : tải thuần trở : $\varphi = 0$ và tải R-L : $\varphi = \pi/4$.

Ta nhấn mạnh điều hòa bậc hai có ảnh hưởng quan trọng.

Sơ đồ tiêu thụ công suất phản kháng ngay cả khi tải thuần trở.



Hình 9.16. Đặc tính bộ điều áp ba pha hỗn hợp

Công suất biểu kiến : $S = 3V.I$

Công suất biến dạng : $D = 3V \sqrt{I^2 - I_1^2}$

Công suất tác dụng : $P = 3V.I_1 \cos \varphi_1$

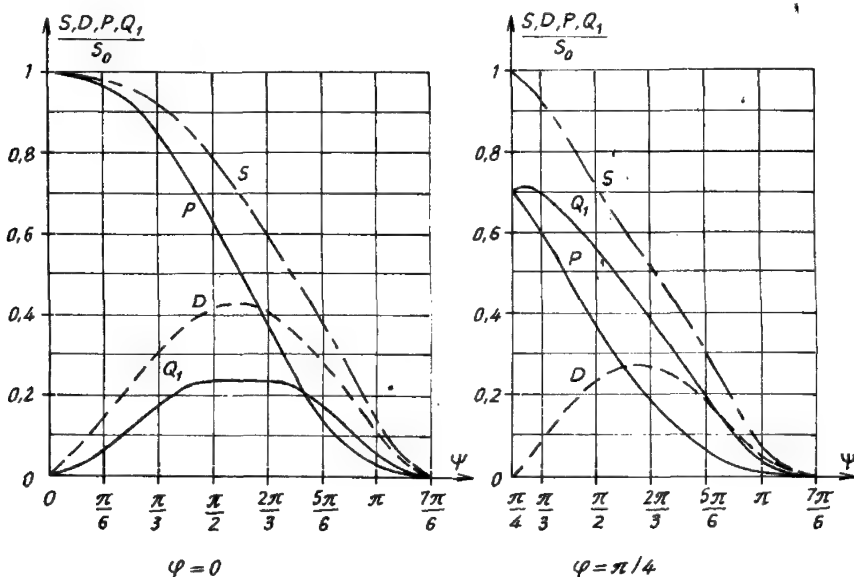
Công suất phản kháng : $Q = 3V.I_1 \sin \varphi_1$

Các biểu đồ công suất ở hình 9.17 vẽ theo tỷ số $S_0 = 3V^2/Z$.

9.5.3. SO SÁNH CÁC BỘ ĐIỀU ÁP BA PHA

Cũng như bộ chỉnh lưu, bộ điều áp làm thay đổi lưới điện xoay chiều cung cấp cho nó, tạo nên các điều hòa dòng điện và tiêu thụ công suất phản kháng.

Mặc dù khó so sánh vì chế độ sử dụng của chúng khác nhau, nhưng bộ điều áp ba pha có 6 tiristo không gây ảnh hưởng đến lưới bằng một cầu chỉnh lưu ba pha có điều khiển. Bộ điều áp ba pha hỗn hợp cũng không gây ảnh hưởng đối với lưới bằng cầu chỉnh lưu ba pha bán điều khiển.



Hình 9.17. Đặc tính công suất của bộ điều áp ba pha hỗn hợp

Đối với ba loại bộ điều áp ba pha, ta đã đưa ra các đặc tính đối với các điều hòa điện áp nhưng không đưa ra đặc tính dòng điện, bởi vì khi tải R-L,

các điều hòa quá bé không tiện biểu diễn cùng tỷ lệ xích với điều hòa cơ bản. Khi tải R-L, ta có thể tìm được biểu thức các dòng điện điều hòa theo điện áp :

$$I_1 = \frac{V_1}{R\sqrt{1 + Q^2}}, \quad I_n = \frac{V_n}{R\sqrt{1 + n^2Q^2}}, \quad \text{với } Q = \omega L/R$$

do đó tỷ số :

$$\frac{I_n/I_1}{V_n/V_1} = \sqrt{\frac{1 + Q^2}{1 + n^2Q^2}} \quad (9.9)$$

Nói chung các điều hòa dòng điện càng yếu khi tải có tính điện cảm càng lớn và bậc điều hòa càng cao.

9.5.4. LỰA CHỌN BỘ ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU

Đối với các thiết bị có công suất trung bình và lớn, các dòng điện điều hòa có vai trò quan trọng trong việc lựa chọn bộ điều áp. Việc lựa chọn giới hạn bởi hai sơ đồ 6 tiristo.

- Bộ điều áp ba pha ;
- Ba bộ điều áp một pha ghép thành tam giác.

Sơ đồ ba bộ điều áp một pha nối tam giác không tốt đối với dòng điện tải so với bộ điều áp ba pha, nhưng đối với dòng điện lưới lại tốt hơn. Sơ đồ ba bộ điều áp một pha nối tam giác làm cho dòng điện pha có điều hòa bậc ba và bội ba, nhưng trong dòng điện dây chúng bị triệt tiêu. Do vậy ta có thể đi đến kết luận :

- Khi việc giảm các điều hòa dòng điện lưới đóng vai trò quan trọng thì thường chọn sơ đồ ba bộ điều áp một pha nối tam giác.
- Khi chất lượng điện áp trên tải quan trọng thì thường chọn bộ điều áp ba pha. Đó là trường hợp cung cấp cho các máy điện quay, bởi vì các máy điện quay sẽ làm việc xấu khi điện áp bậc ba và bội ba. Các điện áp này tạo nên hệ thống thứ tự không.

Khi công suất giảm đi, cần giảm chi phí đối với các tiristo và mạch điều khiển, khi đó bộ điều áp ba pha có nhiều khả năng :

- Đặt giữa lưới và tải, cho phép thay đổi pha khi chuyển từ tam giác sang hình sao mà không cần thay đổi bộ điều áp.

- Đặt sau tải cho phép nối hình tam giác ba nhóm tiristo, làm giảm dòng và cho phép giảm kích cỡ của tiristo.

- Đặt sau tải và có một cực chung cho tất cả tiristo, điều này làm cho việc điều khiển dễ dàng, nhất là khi thay thế 6 tiristo bằng 3 triac.

Khi vấn đề các điều hòa dòng điện dây không quan trọng thì bộ điều áp ba pha và các phương án của nó có lợi hơn phương án nối tam giác ba điều áp một pha.

- Bộ điều áp ba pha hỗn hợp chỉ được sử dụng trong các sơ đồ công suất nhỏ vì ảnh hưởng quan trọng của các điều hòa. Điều hòa bậc hai sẽ tạo nên mômen phản kháng lớn đối với máy điện quay.

9.5.5. LƯU Ý VỀ BỘ BÙ TÍNH

Bộ bù tính là một ứng dụng của bộ điều áp ba pha. Để tạo nên một nguồn công suất phản kháng biến thiên liên tục, người ta mắc song song các tụ điện để tạo nên dung kháng cực đại cần thiết với một điện kháng ba pha điều khiển bằng bộ điều áp.

Bộ điều áp này cho phép biến đổi công suất phản kháng của cuộn điện kháng, do đó làm thay đổi công suất phản kháng của bộ tụ điện—điện kháng.

Trong thiết bị này tụ điện đóng vai trò tạo nên dung kháng và đồng thời có dung kháng nhỏ với các dòng điện điều hòa bậc cao, do vậy nó lọc các điều hòa dòng điện lấy từ lưới.

Một số nhà chế tạo mong muốn tạo nên thiết bị điều chỉnh công suất phản kháng bằng bộ điều áp bằng cách thay đổi giá trị điện dung của tụ điện. Họ sử dụng các tiristo làm việc ở chế độ đóng mở, cho phép loại trừ các điểm dòng điện tăng đột ngột bằng cách bù dòng điện có tính chất điện dung tại thời điểm bất lợi này.

Đôi khi người ta sử dụng bộ điều áp để cung cấp điện áp biến thiên cho máy biến áp mà điện áp thứ cấp được chỉnh lưu có điện áp biến thiên liên tục từ cực đại đến không (hình 9.18).

Sơ đồ này dùng để tạo nên dòng điện chỉnh lưu rất lớn ở điện áp rất thấp hoặc tạo nên điện áp rất cao.

Khi công suất của lưới lớn hơn công suất bộ điều áp rất nhiều, do đó ảnh hưởng của bộ điều áp xoay chiều đến lưới không đáng kể, đôi khi người ta sử dụng sơ đồ bộ điều áp nối tam giác hở hay còn gọi là "bộ điều áp tiết kiệm", trong đó một trong ba nhóm tiristo được thay bằng nối trực tiếp.

Ví dụ 9.1

Bộ điều áp ba pha toàn tiristo tải thuần cảm (Bộ bù tĩnh).

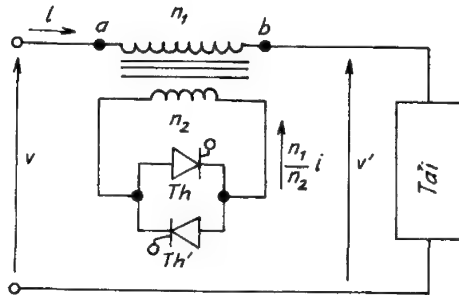
Điện áp ba pha :

$$v_A = V_m \sin \theta, \quad v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3), \quad v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

qua ba nhóm, mỗi nhóm gồm

hai tiristo nối song

song ngược đặt lên tải thuần cảm L bằng nhau. Các tiristo được mở theo thứ tự thông thường, đầu tiên Th_A được mở ở $\theta = \Psi$.



Hình 9.18. Sơ đồ điều áp qua máy biến áp

a) Tìm biểu thức của các điện áp v'_A, v'_B, v'_C trên tải và các dòng điện i_A, i_B, i_C với hai chế độ hoạt động trong khoảng Ψ đến $\Psi + \pi/3$. Vẽ dạng sóng v'_A và i_A .

b) Tính các giá trị V_1, V_5, I_1, I_5 của sóng cơ bản và điều hòa bậc năm của các điện áp v'_A, v'_B, v'_C , dòng điện i_A, i_B, i_C và công suất phản kháng Q_1 .

Với giá trị Ψ bằng bao nhiêu thì dòng điện điều hòa bậc 5 cực đại và tính giá trị này.

c) Phối hợp sơ đồ trên với một bộ tụ điện để tạo nên bộ bù tĩnh (hình 9.19) để tạo nên công suất phản kháng biến thiên từ $0,5Q_{dm}$ đến Q_{dm} .

Tính toán C và L theo Q_{dm}, V và ω .

d) Lưới từ nhánh bộ bù tĩnh được coi là nguồn áp pha V mắc nối tiếp với điện cảm L. Biết Q_{dm} bằng 5% công suất ngắn mạch P_{cc} của lưới ($P_{cc} = 3V^2/\omega l$). Tính giá trị cực đại của dòng điện điều hòa bậc 5 do bộ bù tĩnh đưa vào lưới.

Giải :

a) Sự làm việc của bộ điều áp

Chế độ 1 : - Khi $\pi/2 < \Psi < 2\pi/3$, ba hoặc hai tiristo dẫn (hình 9.20a).

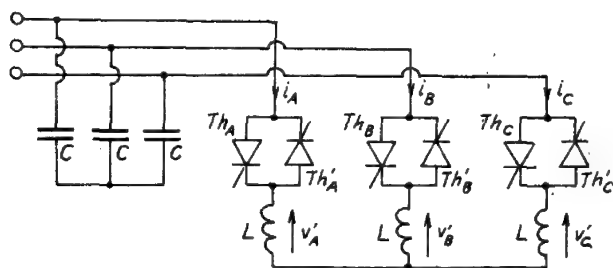
- Khi $\Psi < \theta < 4\pi/3 - \Psi$, Th_A , Th'_B , Th_C dẫn :

$$v'_A = v_A, v'_B = v_B, v'_C = v_C$$

$$i_A = V_m \left[-\cos\theta + \cos\Psi \right] / L\omega$$

$$i_B = V_m \left[-\cos(\theta - 2\pi/3) - 2\cos\Psi \right] L\omega$$

$$i_C = V_m \left[-\cos(\theta - 4\pi/3) + \cos\Psi \right] / L\omega$$



Hình 9.19. Bộ bù tĩnh

- Khi $4\pi/3 - \Psi < \theta < \Psi + \pi/3$: Th_A và Th'_B dẫn :

$$v'_A = -v'_B = (v_A - v_B)/2, v'_C = 0, i_C = 0$$

$$i_A = -i_B = \frac{V_m}{L\omega} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{3}{2} \cos\Psi \right]$$

Chế độ 2 : - Khi $2\pi/3 < \Psi < 5\pi/6$: hai hoặc không có tiristo nào dẫn (hình 9.20b).

- Khi $\Psi < \theta < 5\pi/3 - \Psi$: Th_A và Th'_B dẫn :

$$v'_A = -v'_B = (v_A - v_B)/2, v'_C = 0, i_C = 0$$

$$i_A = -i_B = \frac{V_m}{L\omega} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{3}{2} \cos\left(\Psi + \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

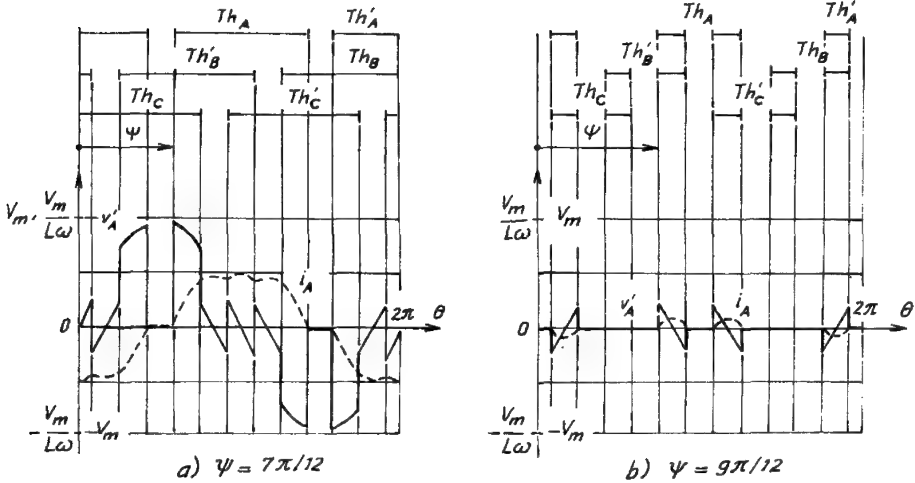
- Khi $5\pi/3 - \Psi < \theta < \Psi + \pi/3$, tất cả các tiristo bị khóa :

$$v'_A = v'_B = v'_C = 0, i_A = i_B = i_C = 0$$

Trên hình 9.20 vẽ dạng sóng của v'_A và i_A khi $\Psi = \pi/2 + \pi/12$ (chế độ 1) và $\Psi = \pi/2 + 3\pi/12$ (chế độ 2). Chú ý rằng :

$$v'_A(\theta + \pi/3) = -v'_B(\theta), v'_A(\theta + 2\pi/3) = v'_C(\theta), v'_A(\theta + \pi) = v'_A(\theta)$$

Đối với các dòng điện i_A, i_B, i_C , có kết luận tương tự.



Hình 9.20. Dạng sóng v'_A và i_A

b) Các đặc tính của bộ điều áp

Chế độ 1 :

$$\frac{V'_1}{V} = \frac{I_1}{V/L\omega} = \frac{Q_1}{3V^2/L\omega} = \frac{3}{2\pi} \left(\frac{5\pi}{3} - 2\Psi + \sin 2\Psi \right)$$

$$\frac{V'_5}{V} = 5 \frac{I_5}{V/L\omega} = \frac{3}{\pi} \left(\frac{\sin 6\Psi}{6} - \frac{\sin 4\Psi}{4} \right)$$

Chế độ 2 :

$$\frac{V'_1}{V} = \frac{I_1}{V/L\omega} = \frac{Q_1}{3V^2/L\omega} = \frac{3}{2\pi} \left[\frac{5\pi}{3} - 2\Psi + \sin 2 \left(\Psi - \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

$$\frac{V'_5}{V} = 5 \frac{I_5}{V/L\omega} = \frac{3}{\pi} \left[\frac{1}{4} \sin 4 \left(\Psi - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{1}{6} \sin 6\Psi \right]$$

I_5 cực đại khi $\Psi = 108^\circ$ (chế độ 1) và bằng $0,0789V/L\omega$. Đặc tính được vẽ trên hình 9.21.

c) Bộ bù tĩnh có

$$Q_{dm} = 3C\omega V^2, \quad Q_{dm}/2 = \frac{3V^2}{L\omega}$$

từ đó suy ra :

$$C = Q_{dm}/3\omega V^2 ; \quad L = 6V^2/\omega Q_{dm}$$

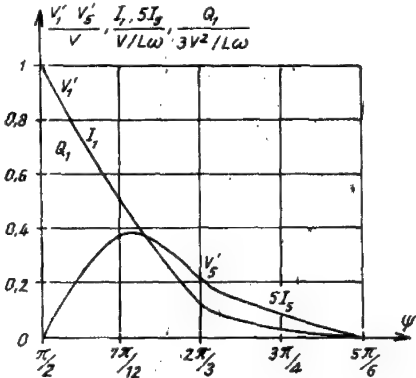
d) Điều hòa bậc 5 đưa vào lưới có giá trị cực đại

$$I_{L5} = I_5 \frac{1/C5\omega}{L5\omega - 1/C5\omega} = 4I_5 = 0,316 \frac{V}{L\omega}$$

Điều hòa bậc 5 lớn bởi vì 5ω gần với tần số cộng hưởng của L, C song song :

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = 4,47\omega$$

Để khử các điều hòa bậc 5 và 7 của dòng điện dây, ta có thể chia tụ C thành hai tụ điện C_5 và C_7 ghép song song, sao cho $C_5 + C_7 = C$ và ghép nối tiếp với L_5 và L_7 sao cho :



Hình 9.21. Đặc tính điện áp, dòng điện công suất theo Ψ

$$L_5C_5(5\omega)^2 = 1 , \quad L_7C_7(7\omega)^2 = 1$$

Trở kháng L_5 và C_5 nối tiếp bằng không đối với điều hòa bậc 5 và trở kháng L_7 và C_7 nối tiếp bằng không đối với điều hòa bậc 7, do vậy không có điều hòa bậc 5 và bậc 7 trong dòng điện lưới.

Ví dụ 9.2

Ba bộ điều áp một pha nối hình sao có dây trung tính.

Ba bộ điều áp một pha nối hình sao qua điện trở R có dây trung tính (hình 9.22), v_A, v_B, v_C là điện áp pha của nguồn :

$$v_A = V_m \sin \theta , \quad v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3), \quad v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

Dòng điện trong dây trung tính $i_N = i_A + i_B + i_C$. Các tiristo được mở từ một phần sáu chu kỳ theo thứ tự bình thường $Th_A, Th'_C, Th_B, Th'_A, Th_C, Th'_B$. Đầu tiên $\theta = \Psi$.

Ta phân biệt ba chế độ dòng điện trong dây trung tính tùy theo số tiristo dẫn đồng thời là ba hoặc hai, hai hoặc một, một hoặc không.

- Với từng chế độ tìm biểu thức của i_N và vẽ dạng sóng.
- Vẽ đặc tính dòng điện I và I_N theo Ψ .

Giải :

Chế độ 1 : $0 < \Psi < \pi/3$, ba hoặc hai tiristo dẫn (hình 9.23a) :

$$i_N = i_A + i_B + i_C = 0$$

Khi $\pi/3 < \theta < \Psi + \pi/3$, Th_A và Th'_B dẫn :

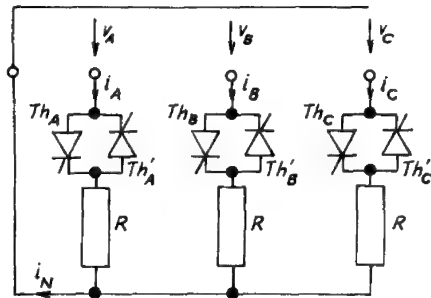
$$i_C = 0, i_N = i_A + i_B = -\frac{V_m}{R} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Chế độ 2 : $\pi/3 < \Psi < 2\pi/3$: hai hoặc một tiristo dẫn (hình 9.23b) :

Khi $\Psi < 0 < 2\pi/3$, Th_A và Th'_B dẫn :

$$i_N = i_A + i_B = -\frac{V_m}{R} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Khi $2\pi/3 < \theta < \Psi + \pi/3$, Th_A dẫn :



Hình 9.22. Ba bộ điều áp một pha nối Y_0

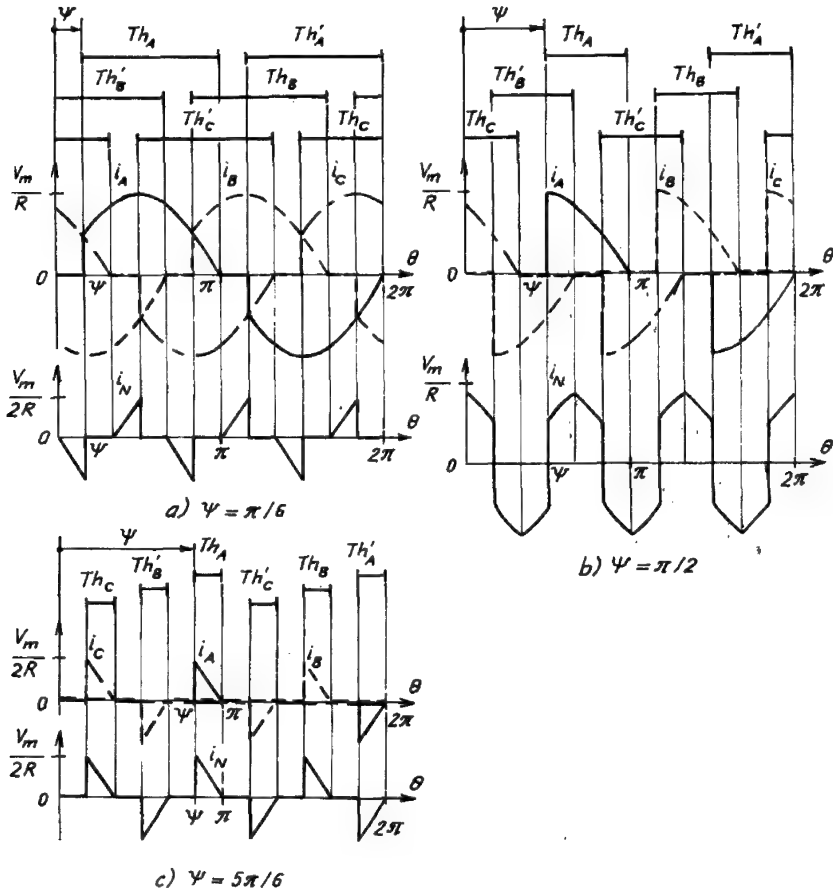
$$i_N = i_A = \frac{V_m}{R} \sin\theta$$

Chế độ 3 : $2\pi/3 < \Psi < \pi$: một hoặc không có tiristo nào dẫn (hình 9.23c) :

- Khi $\Psi < \theta < \pi$, Th_A dẫn :

$$i_N = \frac{V_m}{R} \sin \theta$$

- Khi $\pi < \theta < \Psi + \pi/3$, không có tiristo nào dẫn : $i_N = 0$.



Hình 9.23. Các chế độ hoạt động của bộ điều áp gồm ba điều áp một pha nối Y₀

Đặc tính điều khiển được cho trên hình 9.24. Trị số dòng điện trong dây trung tính như sau :

Chế độ 1 :

$$I_N = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(\Psi - \frac{1}{2} \sin 2\Psi \right)}$$

Chế độ 2 :

$$I_N = \frac{V}{R} \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cos^2 \Psi}$$

Chế độ 3 :

$$I_N = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(\pi - \Psi + \frac{1}{2} \sin 2\Psi \right)}$$

Dòng điện trong một pha trong cả ba chế độ :

$$I = \frac{V}{R} \sqrt{1 - \frac{\Psi}{\pi} + \frac{\sin 2\Psi}{2\pi}}$$

Ví dụ 9.3

Bộ điều áp ba pha hỗn hợp khi tải thuần trở.

Bộ điều áp ba pha hỗn hợp, tải thuần trở cho trên hình 9.15 có điện áp nguồn :

$$v_A = V_m \sin \theta, \quad v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3), \quad v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

Các tiristo Th_A, Th_B, Th_C được mở lần lượt khi $\theta = \Psi, \theta = \Psi + 2\pi/3, \theta = \Psi + 4\pi/3$. Tìm biểu thức của v'_A, v'_B, v'_C trên tải và điện áp $v_{ThA}, v_{ThB}, v_{ThC}$ của các nhóm linh kiện bán dẫn trong khoảng $\Psi < \theta < \Psi + 2\pi/3$ ở ba chế độ làm việc. Vẽ dạng sóng của v'_A, v'_B, v'_C và của v_{ThA} .

Giải :

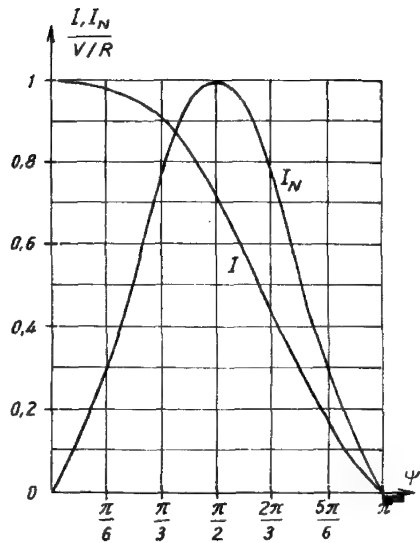
* **Chế độ 1 :** $0 < \Psi < \varphi_2$: ba hoặc hai linh kiện dẫn (hình 9.25a). Khi Th_A dẫn, Th_C và D_B vẫn còn dẫn, khoảng ba linh kiện dẫn bắt đầu.

Nếu $\Psi > \pi/3$ i_C , ngược chiều và D_C thay cho Th_C ngay sau Ψ/ω .

Nếu $\Psi < \pi/3$, việc chuyển $Th_C - D_C$ xảy ra ở $\theta = \pi/3$. Trong mọi trường hợp ba pha được nối với lưới cho đến khi $\theta = 2\pi/3$ và diốt D_B khóa lại.

- Khi $\Psi < \theta < 2\pi/3$, Th_A, D_B, Th_C hoặc D_C dẫn :

$$v'_A = v_A, \quad v'_B = v_B, \quad v'_C = v_C, \quad v_{ThA} = v_{ThB} = v_{ThC} = 0$$



Hình 9.24. Đặc tính điều khiển

- Khi $2\pi/3 < 0 < \Psi + 2\pi/3$, Th_A và D_C dẫn :

$$v'_A = -v'_C = (v_A - v_C)/2, \quad v'_B = 0, \quad v_{ThB} = 3v_B/2.$$

$v_A - v_C = 0$ ở $\theta = 7\pi/6$. Chế độ làm việc này ngừng khi $\Psi + 2\pi/3 = 7\pi/6$, do đó $\Psi_{21} = \pi/2$.

* Chế độ 2 : $\pi/2 < \Psi < \Psi_{32}$, ba, hai hoặc không có linh kiện nào dẫn (hình 9.25b).

Trước khi mở Th_A không có linh kiện nào dẫn. Bắt đầu từ $\theta = \Psi$ có dòng qua Th_A và trở về D_B, D_C . D_B bị khóa khi v_B ngừng không còn âm ở $\theta = 2\pi/3$. Tiếp theo Th_A và D_C dẫn tới $\theta = 7\pi/6$, khi đó $v_A - v_C = 0$. Từ $\theta = 7\pi/6$ đến $\theta = \Psi + 2\pi/3$ không có linh kiện nào dẫn nữa.

Trong khoảng $7\pi/6, \Psi + 2\pi/3$, có dòng điện rò thuận của các tiristo có điện áp dương trên cực và diốt nối với cực âm nhất của nguồn là D_A . Cả ba cực của tải có điện thế v_A so với điểm trung tính của nguồn :

- Khi $\Psi < \theta < 2\pi/3$, Th_A, D_B và D_C dẫn :

$$v'_A = v_A, \quad v'_B = v_B, \quad v'_C = v_C, \quad v_{ThA} = v_{ThB} = v_{ThC} = 0.$$

- Khi $2\pi/3 < \theta < 7\pi/6$, Th_A và D_C dẫn :

$$v'_A = -v'_C = (v_A - v_C)/2, \quad v'_B = 0, \quad v_{ThB} = 3v_B/2$$

- Khi $7\pi/6 < \theta < \Psi + 2\pi/3$, không có linh kiện nào dẫn :

$$v'_A = v'_B = v'_C = 0, \quad v_{ThA} = 0,$$

$$v_{ThB} = v_B - v_A, \quad v_{ThC} = v_C - v_A$$

Chế độ hoạt động sẽ ngừng ở khoảng ba linh kiện dẫn $\Psi - 2\pi/3 = 0$, do đó $\Psi_{31} = 2\pi/3$.

* Chế độ 3 : $2\pi/3 < \Psi < 7\pi/6$, hai hoặc không có linh kiện nào dẫn (hình 9.25c).

Việc mở Th_A dẫn đến dòng điện chỉ qua diốt D_C . Dòng điện này triệt tiêu khi $v_A - v_C$ ở $\theta = 7\pi/6$.

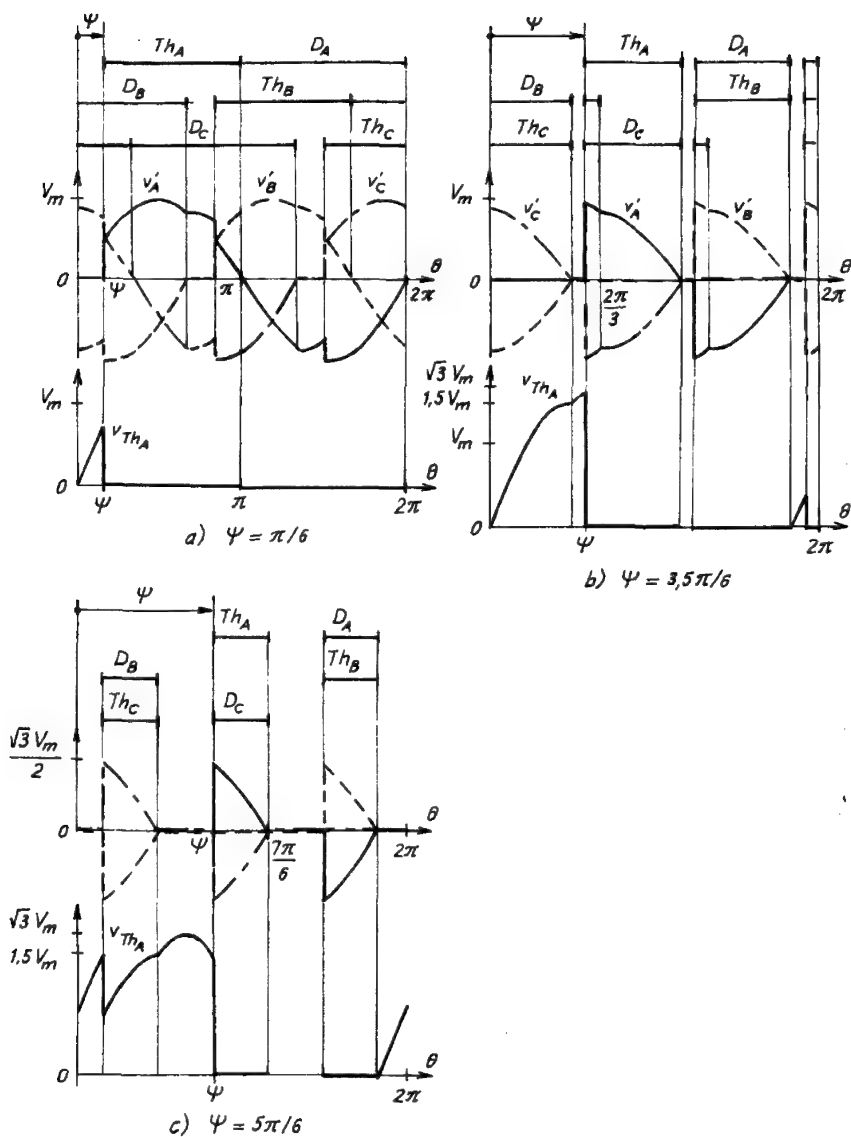
- Khi $\Psi < \theta < 7\pi/6$, Th_A và D_C dẫn :

$$v'_A = -v'_C = (v_A - v_C)/2, \quad v'_B = 0, \quad v_{ThB} = 3v_B/2$$

Khi $7\pi/6 < \theta < \Psi + 2\pi/3$, tất cả linh kiện đều bị khóa :

$$v'_A = v'_B = v'_C = 0, v_{ThA} = 0,$$

$$v_{ThB} = v_B - v_A, v_{ThC} = v_C - v_A.$$



Hình 9.25. Đặc tính bộ điều áp ba pha hỗn hợp tải thuần trở

9.6. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU

9.6.1. TRÌNH TỰ THIẾT KẾ

Khi thiết kế một bộ điều áp xoay chiều, cần tiến hành theo trình tự sau :

1. Phân tích chế độ làm việc của tải, tìm hiểu các căn cứ thiết kế.
2. Lựa chọn sơ đồ.
3. Tính toán thông số mạch động lực.
4. Thiết kế mạch điều khiển :
 - a) Thiết kế mạch nguyên lý;
 - b) Tính chọn linh kiện.

Căn cứ thiết kế

Các yếu tố sau có ảnh hưởng nhiều nhất tới việc thiết kế một bộ điều áp xoay chiều. Khi thiết kế cần xét :

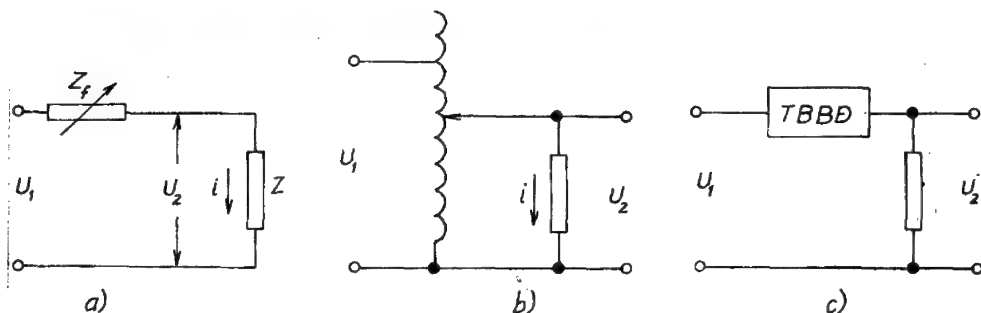
- a) Đặc điểm của tải :
 - Công suất tải.
 - Điện áp và dòng điện bằng hay khác điện áp nguồn lưới.
 - Chế độ làm việc : dài hạn, ngắn hạn hay ngắn hạn lặp lại.
 - Dải điều khiển công suất.
 - Nguồn cấp.
- b) Điều kiện môi trường làm việc :
 - Nhiệt độ.
 - Độ ẩm.
 - Các điều kiện khác.
- c) Khả năng cung cấp linh kiện.
- d) Khả năng về tài chính.
- e) Trình độ và khả năng người thiết kế, vận hành.

Thiết kế bộ điều áp xoay chiều một pha và ba pha có một số đặc điểm, cách làm hơi khác nhau, vì vậy cần phân biệt rõ hai loại điều áp này.

9.6.2. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU ÁP MỘT PHA

9.6.2.1. Lựa chọn sơ đồ

Mạch động lực bộ điều áp xoay chiều nói chung có một số sơ đồ kinh điển. Trên hình 9.26a là điều áp xoay chiều điều khiển bằng cách mắc nối tiếp với tải một điện kháng hay điện trở phụ (tổng trở phụ) biến thiên. Sơ đồ mạch điều chỉnh này đơn giản dễ thực hiện.



Hình 9.26. Các phương án điều áp một pha

Tuy nhiên sơ đồ điều chỉnh kinh điển này hiện ít được dùng, do hiệu suất thấp (nếu Z_f là điện trở) hay $\cos\varphi$ thấp (nếu Z_f là điện cảm). Người ta có thể dùng biến áp tự ngẫu để điều chỉnh điện áp xoay chiều U_2 như trên hình 9.26b. Điều chỉnh bằng máy biến áp tự ngẫu có ưu điểm là có thể điều chỉnh điện áp U_2 từ 0 đến trị số bất kỳ, lớn hay nhỏ hơn điện áp vào. Nếu cần điện áp ra có điều chỉnh, mà vùng điều chỉnh có thể lớn hơn điện áp vào, thì phương án phải dùng máy biến áp là tất yếu. Tuy nhiên sử dụng máy biến áp tự ngẫu để điều chỉnh khó thực hiện khi dòng tải lớn, đặc biệt là không điều chỉnh liên tục được, do chổi than khó chế tạo để có thể chỉ tiếp xúc trên một vòng dây của máy biến áp.

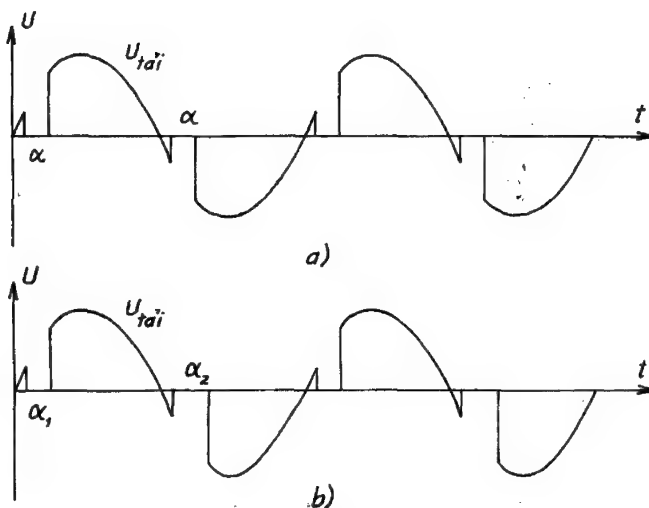
Hai giải pháp điều áp xoay chiều trên hình 9.26a, b có chung ưu điểm là điện áp hình sin, đơn giản. Có chung nhược điểm là quán tính điều chỉnh chậm và không điều chỉnh liên tục khi dòng tải lớn. Sử dụng sơ đồ bán dẫn

để điều chỉnh xoay chiều có thể khắc phục được những nhược điểm vừa nêu.

Các sơ đồ bán dẫn điều áp xoay chiều trên hình 9.1 được sử dụng. Lựa chọn sơ đồ nào trong các sơ đồ trên tùy thuộc dòng điện, điện áp tải và khả năng cung cấp các linh kiện bán dẫn. Có một số gợi ý khi lựa chọn các sơ đồ trên hình 9.1 như sau :

Sơ đồ kinh điển (hình 9.1a) thường được sử dụng nhiều hơn, do có thể điều khiển được với mọi dòng tải. Hiện nay tiristo được chế tạo có dòng điện đến 7000 A, thì việc điều khiển xoay chiều đến hàng chục nghìn ampe theo sơ đồ này là hoàn toàn đáp ứng được. Sơ đồ kinh điển đã được dùng từ lâu (từ những năm 60 của thế kỷ trước) nó đã trở nên quá quen thuộc đối với nhiều tác giả.

Tuy nhiên việc điều khiển hai tiristo song song ngược đôi khi có chất lượng điều khiển không tốt, đặc biệt là khi cần điều khiển đối xứng điện áp, nhất là khi cung cấp cho tải, mà tải đòi hỏi thành phần điện áp đối xứng, chẳng hạn như biến áp hay động cơ xoay chiều. Khả năng mất đối xứng điện áp khi điều khiển là do linh kiện mạch điều khiển tiristo gây nên sai số Điện áp tải thu được gây mất đối xứng như so sánh trên hình 9.27.



Hình 9.27. Hình dạng đường cong điện áp điều khiển
a) Mong muốn ; b) Không mong muốn

Điện áp và dòng điện không đối xứng như ở hình 9.27b cung cấp cho tải, sẽ làm cho tải có thành phần dòng điện một chiều, các cuộn dây bị bão hòa, phát nóng và bị cháy. Vì vậy việc định kỳ kiểm tra, hiệu chỉnh lại mạch là việc nên thường xuyên làm đối với sơ đồ mạch này. Tuy vậy đối với dòng điện tải lớn thì đây là sơ đồ tối ưu hơn cả cho việc lựa chọn.

Để khắc phục nhược điểm vừa nêu về việc ghép hai tiristo song song ngược, triac ra đời và có thể mắc theo sơ đồ ở hình 9.1b. Sơ đồ này có ưu điểm là, các đường cong điện áp ra gần như mong muốn (hình 9.27a), nó còn có ưu điểm hơn về việc lắp ráp. Ở đây chỉ có một van bán dẫn. Sơ đồ mạch này hiện nay được sử dụng khá phổ biến trong công nghiệp. Tuy nhiên triac hiện nay được chế tạo với dòng điện không lớn ($I < 400\text{ A}$), nên với những dòng điện tải lớn cần phải ghép song song các triac, lúc đó sẽ phức tạp hơn về lắp ráp và điều khiển song song. Những tải có dòng điện trên 400 A thì sơ đồ ở hình 9.1b ít dùng.

Một trong những yếu tố làm cho triac chưa áp đảo được tiristo trong điều áp xoay chiều hiện nay (thời điểm 2003) là về chất lượng. Hiện nay chất lượng triac chưa thật cao, do đó việc sử dụng còn làm cho người ta lo ngại, trong tương lai gần chắc chắn việc sử dụng triac sẽ phổ biến hơn.

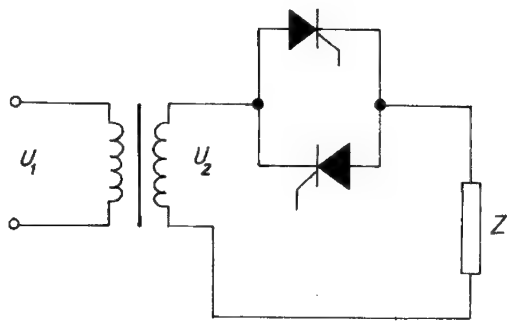
Sơ đồ trên hình 9.1c có hai tiristo và hai diôt có thể được dùng chỉ để nối các cực điều khiển đơn giản, trong trường hợp này có thể được dùng khi điện áp nguồn cấp lớn, cần phân bố điện áp trên các van, đơn thuần như việc mắc nối tiếp các van.

Sơ đồ ở hình 9.1d trước đây thường được dùng khi cần điều khiển đối xứng điện áp trên tải, vì ở đây chỉ có một tiristo nối mạch điều khiển nên việc điều khiển đối xứng điện áp dễ dàng hơn. Số lượng tiristo ít hơn có thể sẽ có ưu điểm hơn khi van điều khiển còn hiếm. Tuy nhiên việc điều khiển theo sơ đồ này dẫn đến tổn hao lớn trên các van bán dẫn, làm hiệu suất của hệ thống điều khiển thấp. Ngoài ra tổn hao năng lượng nhiệt lớn làm cho hệ thống làm mát khó khăn hơn.

Đa số các trường hợp điều áp xoay chiều có điện áp tải điều khiển trong vùng thấp hơn điện áp nguồn, các van bán dẫn được nối trực tiếp tới nguồn. Trong trường hợp này điện áp tải thường được điều khiển trong dải từ 0 đến điện áp nguồn cấp.

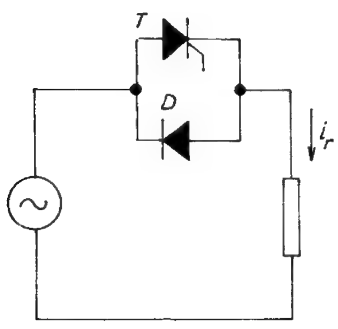
Một số loại tải có điện áp tối đa khác với thông số điện áp nguồn cấp. Trong trường hợp đó biến áp để phối hợp thông số điện áp nguồn cấp với thông số điện áp tối đa của tải theo sơ đồ ở hình 9.28 cần được đưa vào.

Máy biến áp được sử dụng trên hình 9.28 có thể là máy biến áp tự ngẫu hoặc máy biến áp cách ly. Máy biến áp cách ly thường nên chọn hơn, bởi vì máy biến áp cách ly còn có thêm chức năng bảo vệ xung điện áp từ lưới.

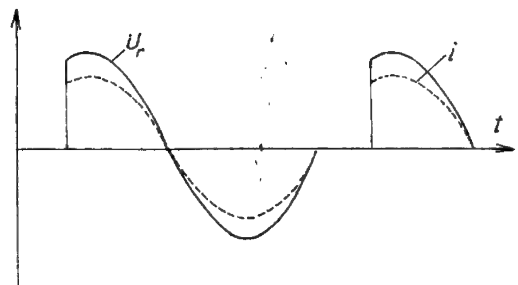


Hình 9.28. Điều áp xoay chiều với điện áp tải lớn hơn điện áp nguồn cấp

Khi tải không có nhu cầu cao về điều khiển đối xứng, nhất là khi điều khiển các điện trở lò sấy hay đèn sợi đốt, ta có thể sử dụng sơ đồ điều khiển không đối xứng một điôt một tiristo như ở hình 9.29.



a)



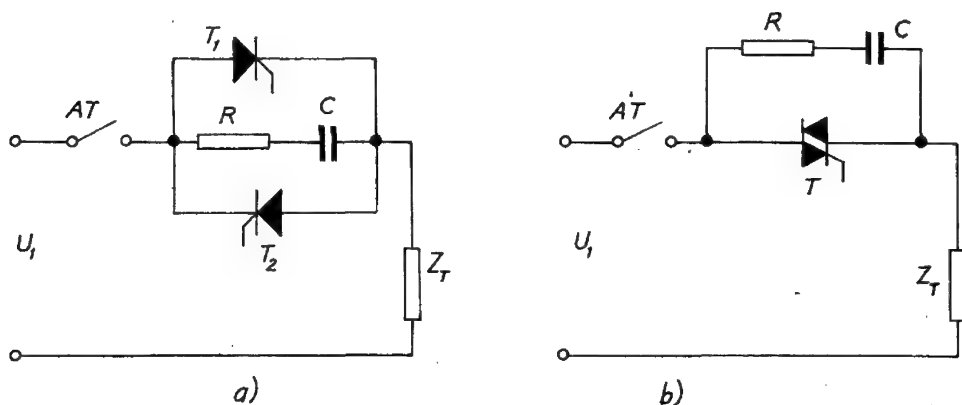
b)

Hình 9.29. Điều áp xoay chiều không đối xứng
a) Sơ đồ ; b) Đường cong điện áp và dòng điện

Ở đây chúng ta chỉ điều khiển một nửa chu kỳ điện áp, còn nửa chu kỳ không điều khiển. Trường hợp này có thể điều khiển từ 1/4 công suất trở lên. Tuy nhiên nếu công suất tải lớn sẽ gây mất đối xứng nguồn cấp, làm xấu đi chất lượng nguồn.

9.6.2.2. Tính chọn thông số mạch động lực và bảo vệ

Mạch động lực và bảo vệ của sơ đồ điều áp xoay chiều hiện nay thường gặp là hai sơ đồ trên hình 9.30.



Hình 9.30. Các sơ đồ điều áp xoay chiều
diễn hình bằng linh kiện bán dẫn
a) Bằng tiristo ; b) Bằng triac

Thông số các van bán dẫn T_1 , T_2 , T và các aptomat bảo vệ dòng điện AT được lựa chọn theo thông số dòng điện tải.

a) Tính toán thông số để lựa chọn van

Dòng điện quyết định chế độ làm việc của van bán dẫn cần chọn, và dòng điện bảo vệ của aptomat là dòng điện cực đại của tải. Dòng điện cực đại của tải được tính khi góc mở van nhỏ nhất. Thường góc mở van nhỏ nhất là chế độ làm việc khi $\alpha = 0$, lúc này tải có dòng điện hình sin chạy qua.

Dòng điện tải có thể được tính :

$$I_{\text{tải}} = \frac{P}{U \cdot \cos \varphi}$$

trong đó :

P - công suất định mức của tải ;

U - điện áp định mức ;

$\cos \varphi$ - hệ số công suất của tải.

Hoặc :

$$I_{\text{tải}} = \frac{U}{\sqrt{R_T^2 + X_T^2}}$$

khi thông số đã cho là điện áp U , điện trở tải R_T và điện cảm X_T .

Từ các trị số I_T ta tính được dòng điện làm việc hiệu dụng chạy qua các van bán dẫn.

Trong sơ đồ ở hình 9.30a, dòng điện chạy qua các tiristo I_{T1} , I_{T2} được tính như sau :

$$I_{T1} = I_{T2} = \frac{I_{\text{tải}}}{2}$$

Với sơ đồ ở hình 9.30b, dòng điện chạy qua triac bằng dòng điện tải :

$$I_{\text{triac}} = I_{\text{tải}}$$

Điện áp làm việc của các van cần chọn theo biên độ điện áp nguồn xoay chiều :

$$U_{lv} = \sqrt{2} \cdot U_1$$

Van bán dẫn được chọn căn cứ vào các thông số dòng điện và điện áp vừa tính được từ các biểu thức trên.

b) Cách chọn van bán dẫn

Trước tiên chọn chế độ làm mát cho van bán dẫn. Căn cứ chế độ làm mát mà chọn van, tham khảo cách làm mát này trong phần chọn van bán dẫn ở Chương 8. Sau khi chọn chế độ làm mát van, tính trị số định mức của van cần chọn. Tra bảng thông số van chọn được van cần thiết.

Tính chọn aptomat AT và bảo vệ xung điện áp do chuyển mạch van RC cũng được thực hiện như đã giới thiệu ở Chương 8.

Trường hợp điện áp nguồn cấp không trùng điện áp tối đa của tải, cần có máy biến áp để phối hợp điện áp cho hợp lý, công suất máy biến áp ở đây được tính theo công suất tải. Máy biến áp được tính như đã giới thiệu ở Chương 8.

9.6.2.3. Thiết kế mạch điều khiển

Về nguyên lý, trong mạch điều áp xoay chiều, van bán dẫn được mắc vào lưới điện xoay chiều hoàn toàn giống như chỉnh lưu.

Trường hợp mạch động lực được chọn là hai tiristo mắc song song ngược như sơ đồ trên hình 9.1a, cần có hai xung điều khiển trong mỗi chu kỳ. Mạch điều khiển có thể sử dụng sơ đồ hoàn toàn giống điều khiển chỉnh lưu một pha cả chu kỳ, với mỗi tiristo có một mạch điều khiển độc lập. Khi sử dụng sơ đồ mạch điều khiển chỉnh lưu cho điện áp xoay chiều, có thể xuất hiện khả năng hai tiristo điều khiển không đối xứng, do các linh kiện của hai mạch điều khiển không hoàn toàn giống hệt nhau.

Đối với những tải cần điều khiển đối xứng, đòi hỏi hai tiristo mở đối xứng, lúc này cần các kênh điều khiển tiristo có góc mở càng ít khác nhau càng tốt. Mong muốn là chúng hoàn toàn giống nhau. Nhưng sự giống nhau này chỉ có thể đạt đến một chừng mực nào đó.

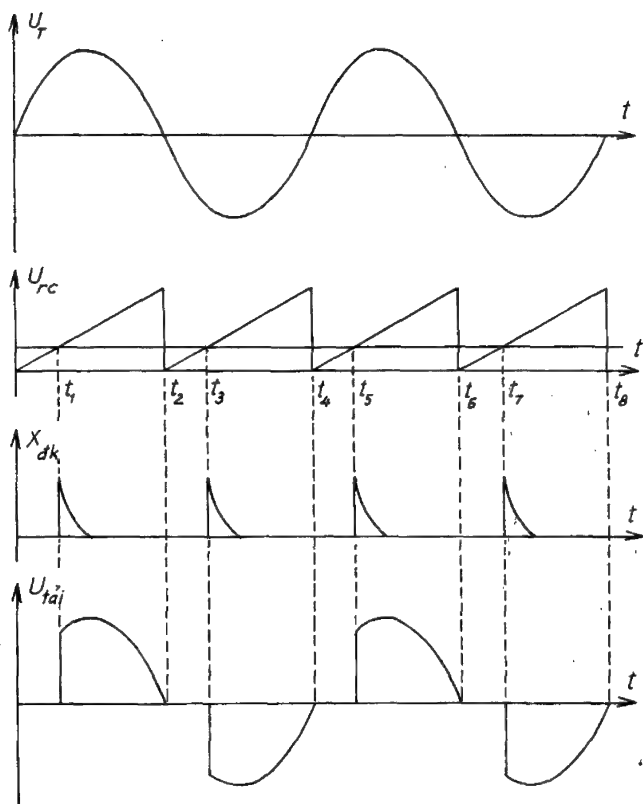
Nguyên lý điều khiển tiristo ở đây như trong điều khiển chỉnh lưu, nghĩa là ở mỗi nửa chu kỳ điện áp, cần tạo điện áp tựa trùng pha điện áp nguồn cấp như ở hình 9.31.

Trong điều khiển chỉnh lưu, mỗi kênh điều khiển một nửa chu kỳ, điện áp tựa xuất hiện gián đoạn. Mỗi nửa chu kỳ có một điện áp tựa đồng pha điện áp dương anốt của tiristo. Điều áp xoay chiều cần có điện áp tựa liên tiếp cả hai nửa chu kỳ.

Khi so sánh điện áp tựa với điện áp điều khiển, ở mỗi nửa chu kỳ đều có điện áp tựa bằng điện áp điều khiển trong vùng biến thiên tuyến tính của điện áp tựa (tại các điểm $t_1, t_2, t_3, t_4, \dots$). Kết quả là ta có các xung điều khiển liên tiếp ở mỗi nửa chu kỳ.

Nguyên lý điều khiển như trên hình 9.31 sẽ hợp lý khi mạch động lực là triac ở hình 9.1b.

Để thực hiện ý tưởng điều khiển như nguyên lý trên hình 9.31, cũng cần các khâu điều khiển như đã giới thiệu trong chỉnh lưu. Sự khác nhau giữa điều khiển chỉnh lưu với điều áp xoay chiều là trong điều áp xoay chiều cần tạo điện áp tựa liên tiếp ở hai nửa chu kỳ. Để làm được việc này, đầu vào đồng pha đưa tới một điện áp chỉnh lưu, ví dụ như ở hình 9.32.

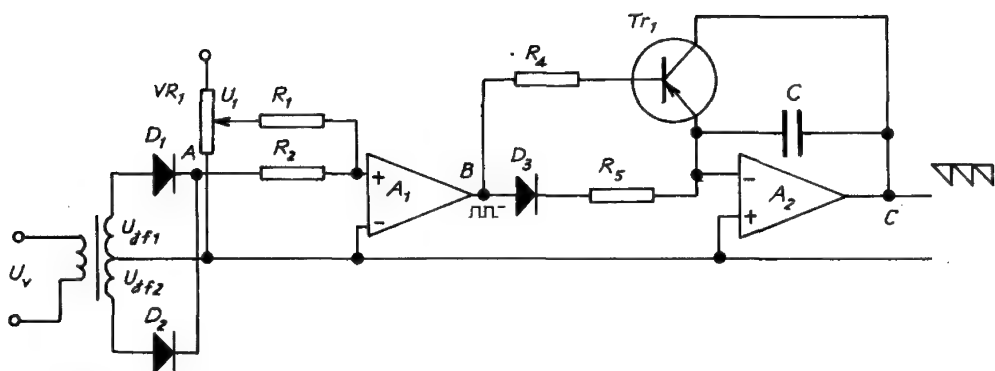


Hình 9.31. Nguyên lý điều khiển điều áp xoay chiều

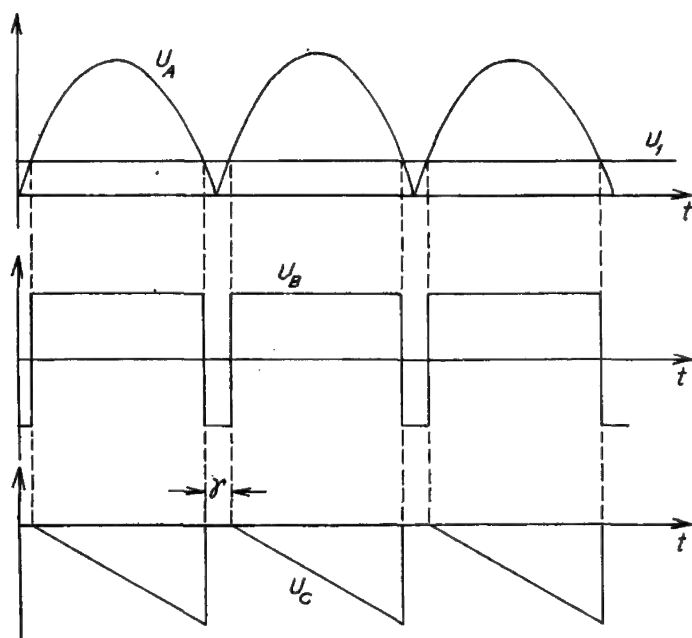
Nguyên lý hoạt động của sơ đồ ở hình 9.32, như sau :

Điện áp chỉnh lưu U_A được so sánh với điện áp U_1 lấy trên biến trở VR_1 (hình 9.32). Tại thời điểm $U_A = U_1$ thì đổi dấu điện áp ra của khuếch đại thuật toán A_1 . Kết quả là ta có chuỗi xung chữ nhật không đối xứng U_B . Ở đây có độ rộng xung âm γ của U_B , phần dương U_B tích phân qua A_2 thành điện áp tựa.

Trong vùng γ làm mất xung điều khiển, do không có điện áp tựa. Theo nguyên tắc này càng giảm nhỏ góc γ càng tốt, mà góc γ do U_1 quyết định. Vì vậy có thể giảm U_1 để có góc γ một vài độ, sai số một vài độ là hoàn toàn cho phép.



Hình 9.32. Sơ đồ đồng pha tạo điện áp tựa liên tiếp hai nửa chu kỳ

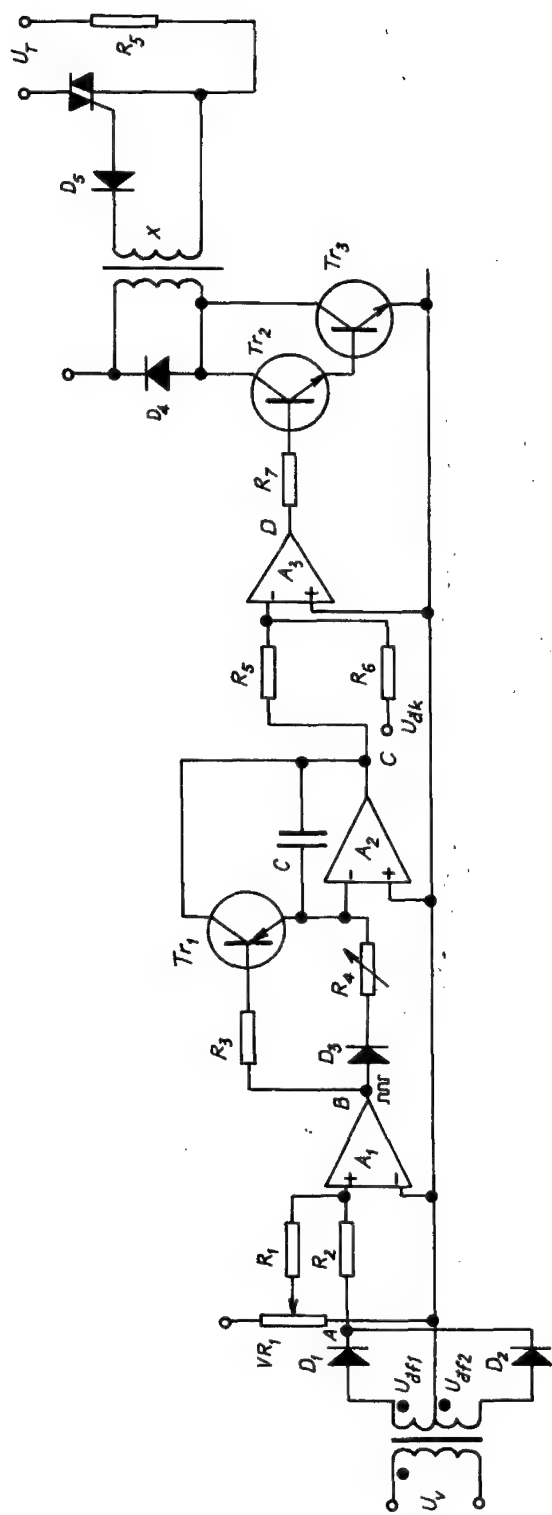


Hình 9.33. Nguyên lý tạo điện áp tựa trong điều áp xoay chiều

a. Mạch điều khiển triac

Mạch điều khiển bộ điều áp xoay chiều một pha với mạch điều khiển là triac điều khiển sợi đốt vẽ trên hình 9.34.

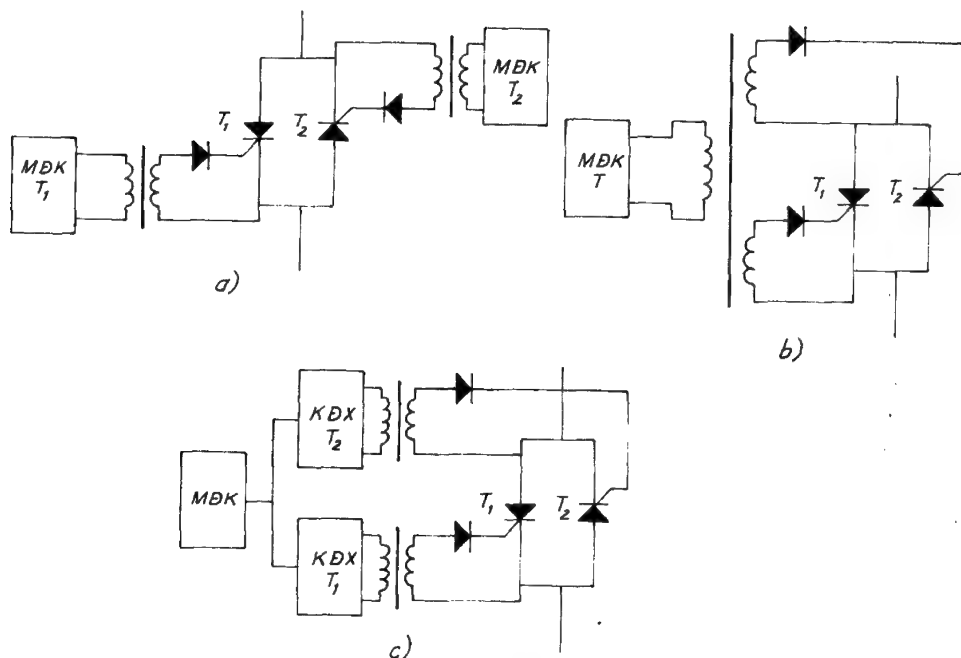
Nguyên lý hoạt động của mạch ở hình 9.34 sẽ được giới thiệu sau (tại hình 9.34).



Hình 9.34. Sơ đồ mạch điều khiển dùng triac

b. Mạch điều khiển cặp tiristo mắc song song ngược

Khi mạch động lực là hai tiristo mắc song song ngược, có thể thực hiện việc điều khiển theo các phương án như trên hình 9.35.

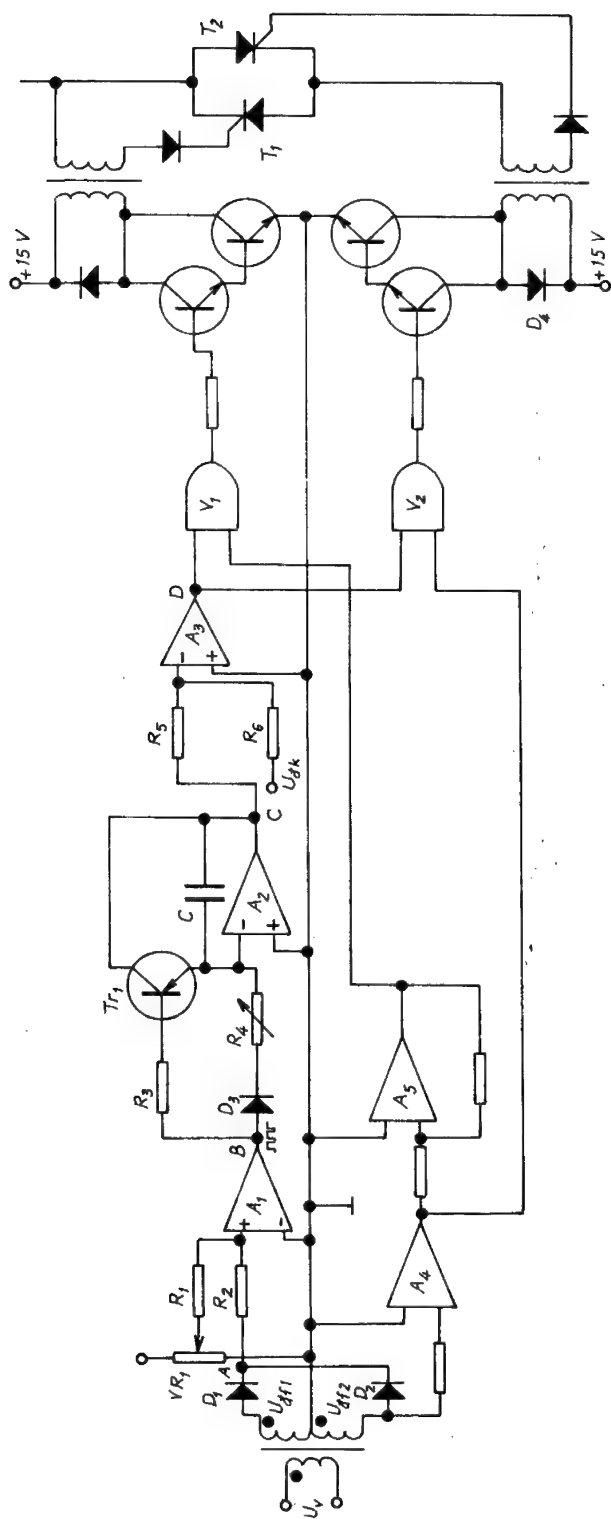


Hình 9.35. Các phương án điều khiển cặp tiristo mắc song song ngược

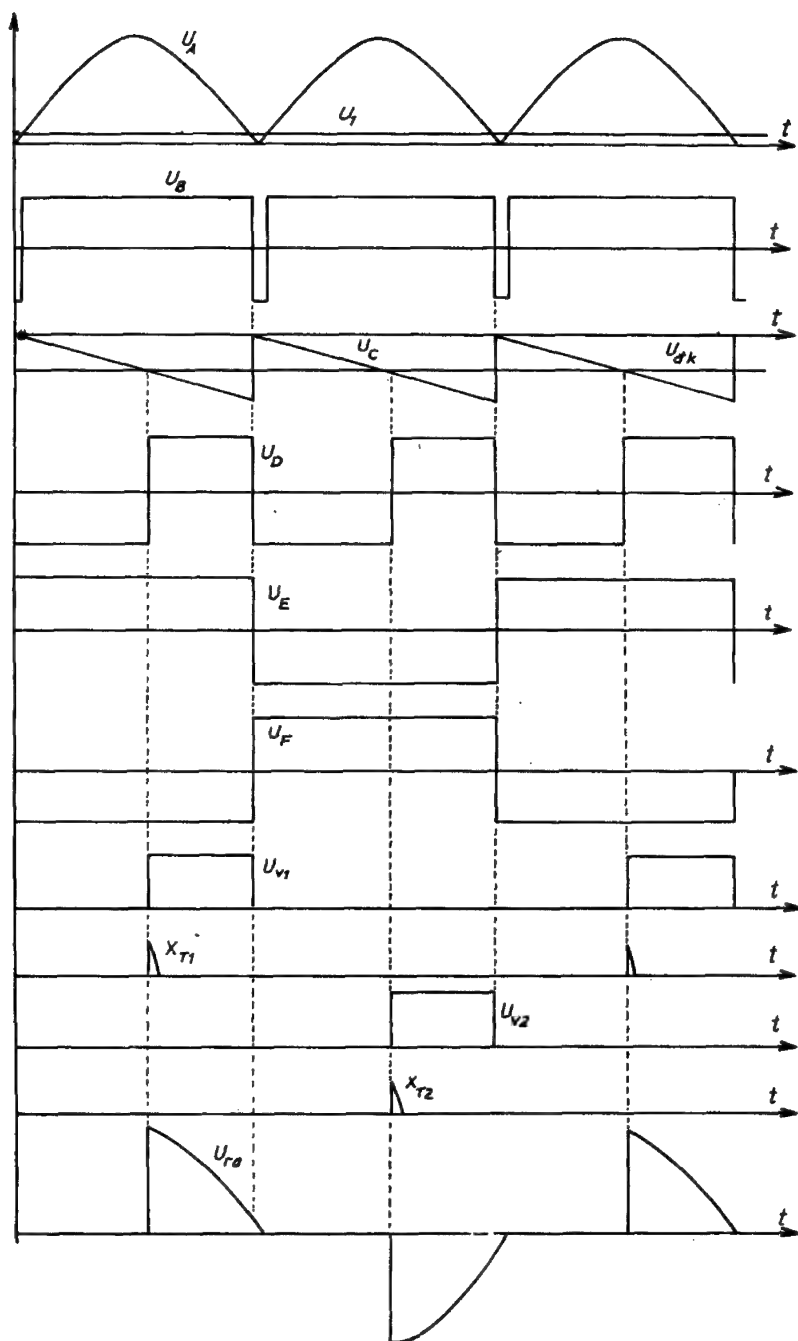
- a) Hai mạch điều khiển độc lập ; b) Một biến áp xung hai cuộn dây thứ cấp ; c) Chung lệnh mở van, khác nhau khuếch đại

Như đã giới thiệu ở trên, nếu điều khiển hai tiristo bằng hai mạch điều khiển độc lập như trên hình 9.35a, khả năng điều khiển không đối xứng điện áp tương đối cao.

Khi cần điều khiển đối xứng người ta dùng một mạch điều khiển phát xung liên tiếp ở cả hai nửa chu kỳ, để mở hai tiristo người ta sử dụng máy biến áp xung hai cuộn dây thứ cấp như trên hình 9.35b. Giải pháp này có ưu điểm là đơn giản trong việc thi công mạch điều khiển. Nhưng khi sử dụng máy biến áp xung, việc phân phối công suất cho hai tiristo không đều nhau, do đó khả năng một tiristo không đủ công suất để mở là tương đối cao. Các sơ đồ mạch thực tế thường không chọn sơ đồ này.



Hình 9.36. Sơ đồ nguyên lý điều khiển áp xoay chiều với hai tiristo song song ngược



Hình 9.37. Đường cong các khâu cơ bản của sơ đồ ở hình 9.36

Mạch điều khiển tối ưu nên chọn là hai tiristo chung nhau phần điện áp tựa và điện áp so sánh, tối tăng khuếch đại mới tách riêng từng tiristo một, như vậy lệnh mở tiristo chung nhau, nhưng khuếch đại tín hiệu để mở các tiristo riêng rẽ, không bị ảnh hưởng công suất giữa hai tiristo với nhau.

Sơ đồ điều khiển cặp tiristo mắc song song ngược giới thiệu trên hình 9.36.

Nguyên lý điều khiển của mạch ở hình 9.36 giống như của mạch ở hình 9.33 từ tín hiệu vào đến hết khâu so sánh, điều đó chứng tỏ lệnh mở tiristo là đối xứng. Sau khi có lệnh mở tiristo tại các thời điểm $\alpha_1, \alpha_2 \dots$ phân xung điều khiển theo mỗi nửa chu kỳ. Việc phân xung điều khiển được thực hiện thông qua hai mạch khuếch đại, hai biến áp xung. Lệnh điều khiển cho hai mạch khuếch đại này được lấy từ các cổng VÀ (V_1, V_2), hai cổng VÀ này chung nhau một tín hiệu lấy từ đầu ra của A_3 , đó là lệnh mở các tiristo tại mỗi nửa chu kỳ. Cổng vào còn lại của V_1, V_2 được nhận hai tín hiệu đồng pha với điện áp anôt của tiristo, đó là các tín hiệu đảo pha từ A_4, A_5 . Nhờ có hai tín hiệu đảo pha này mà có xung điều khiển hai tiristo dịch pha nhau 180° . Các dạng điện áp của các khâu cơ bản được mô tả trên hình 9.37.

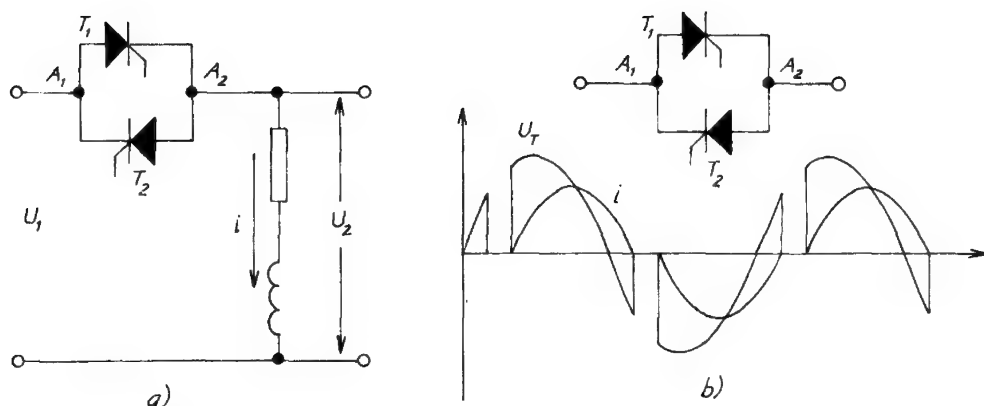
c. Điều khiển điều áp xoay chiều cho tải có điện cảm

Một trong những loại tải rất điển hình của điện áp xoay chiều là tải điện cảm. Ví dụ máy biến áp một pha hay động cơ một pha lúc này sử dụng các mạch điều khiển ở hình 9.33, 9.36 có thể có một vùng không hoạt động, nếu điện cảm lớn có thể không hoạt động hoàn toàn.

Nguyên nhân của các hiện tượng này như sau :

Thứ nhất là do khi có điện cảm dòng điện chậm pha sau điện áp như ở hình 9.38.

Khi điện áp nguồn U_1 đã đổi dấu mà cuộn dây điện cảm chưa xả hết năng lượng, làm cho T_1 vẫn dẫn từ π cho đến φ_1 , nếu T_1 đang dẫn thì chứng tỏ T_1 đang phân cực thuận và điện áp $U_{A1A2} > 0$. Khi T_1 phân cực thuận thì T_2 phân cực ngược. Do đó trong vùng từ π cho đến φ_1 , nếu có phát xung điều khiển T_2 thì T_2 không dẫn. Như vậy khi có tải là điện cảm, góc mở nhỏ nhất α_{\min} của các tiristo phải lớn hơn hoặc bằng góc trễ φ lớn nhất (α_{\min} lớn hơn hoặc bằng φ_{\max}).



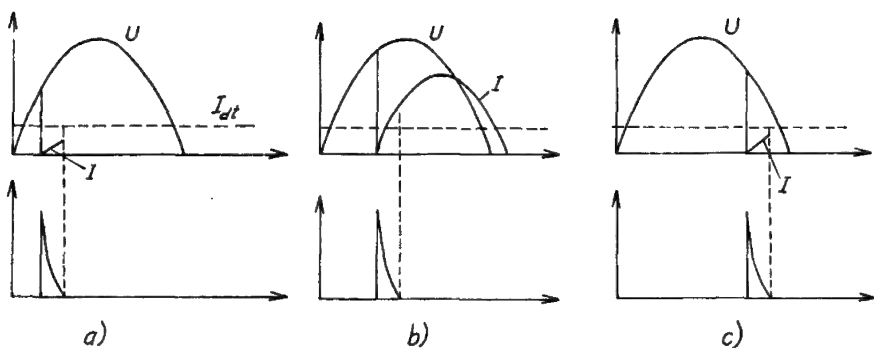
Hình 9.38. Sơ đồ đường cong dòng điện và điện áp xoay chiều khi tải điện cảm

a) Sơ đồ động lực ; b) Đường cong điện áp và dòng điện

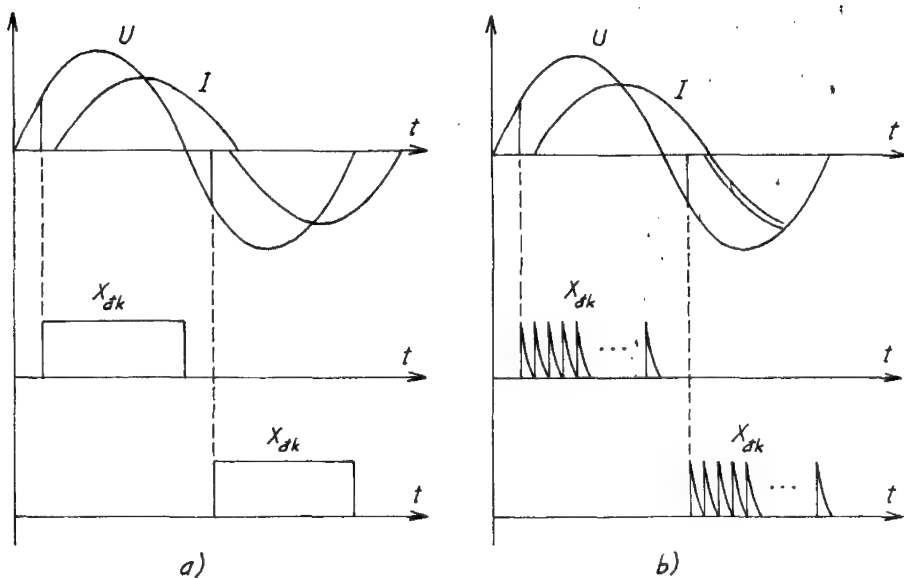
Với tải điện cảm, như biến áp hay động cơ thì góc φ thay đổi theo tải, làm cho việc giới hạn góc α_{\min} là không thích hợp, vì nó liên tục thay đổi theo tải. Kết quả là muốn điều khiển tăng điện áp xoay chiều, bằng cách giảm góc mở tiristo, đến vùng góc mở đủ nhỏ nào đó có thể chỉ mở một tiristo. Dòng điện trên tải lúc này là dòng một chiều.

Thứ hai là do khi có điện cảm, dòng điện không biến thiên đột ngột tại thời điểm mở tiristo, điện cảm càng lớn dòng điện biến thiên càng chậm. Nếu độ rộng xung điều khiển hẹp, dòng điện khi có xung điều khiển không đủ lớn hơn dòng điện duy trì, do đó van bán dẫn không tự giữ dòng điện. Kết quả là không có dòng điện, hay tiristo không mở. Hiện tượng này thường thấy khi ở đầu và cuối chu kỳ điện áp (hình 9.39a, c), lúc đó điện áp tức thời đặt vào van bán dẫn nhỏ. Khi kết thúc xung điều khiển, dòng điện còn nhỏ hơn dòng điện duy trì nên van bán dẫn khóa luôn. Chỉ khi nào điện áp tại thời điểm mở van đủ lớn, dòng điện cuối chu kỳ xung điều khiển đủ lớn hơn dòng điện duy trì, dòng điện mới tồn tại trong mạch.

Hai nguyên nhân vừa nêu làm cho một số người thiết kế ngại không muốn điều khiển tải điện cảm bằng thiết bị bán dẫn. Khi biết được nguyên nhân của việc không điều khiển như trên, thì việc xử lý trở nên tương đối dễ dàng.



Hình 9.39. Sự xuất hiện dòng điện tại các góc mở khác nhau khi tải điện cảm



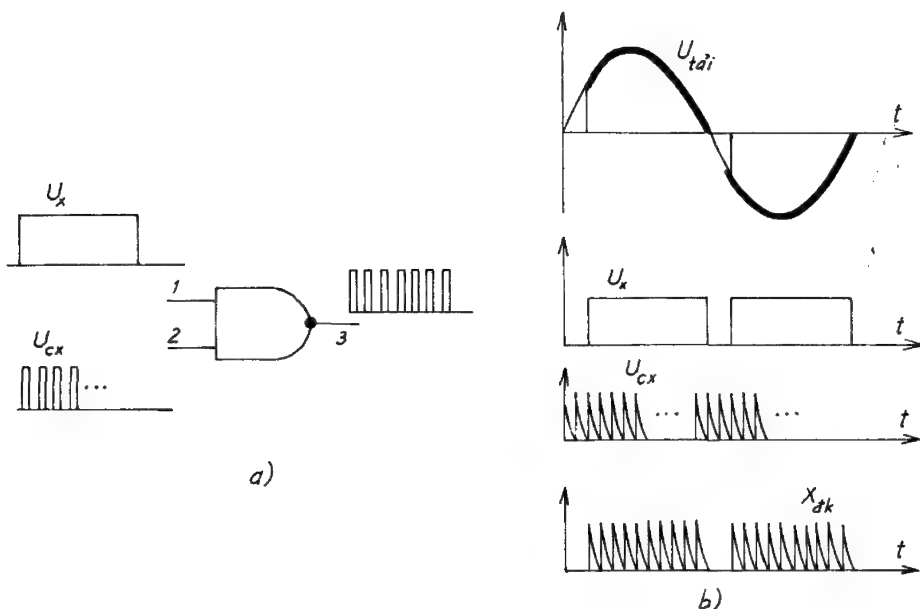
Hình 9.40. Phương án cấp xung khi điều áp xoay chiều với điện cảm lớn
a) Cấp xung liên tục ; b) Cấp xung gián đoạn

Để giải quyết bài toán về sự thay đổi góc φ của tải làm mất điều khiển, cần có xung liên tục từ thời điểm mở tiristo cho đến khi điện áp đổi

dấu, như trên hình 9.40a. Khi phát lệnh nếu van còn đang phân cực ngược thì lệnh điều khiển chờ tới khi nào đủ điều kiện phân cực thuận van sẽ dẫn.

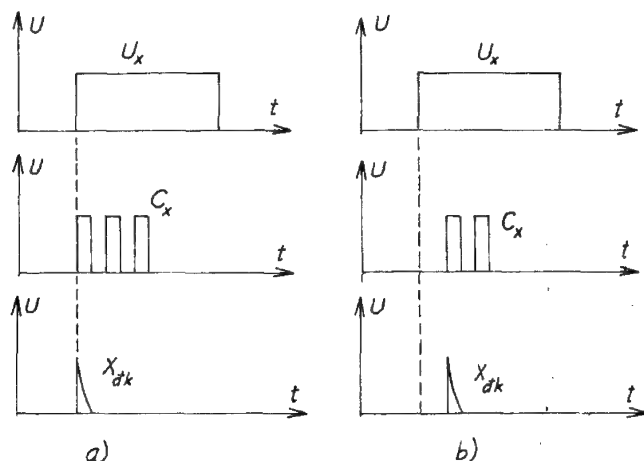
Việc phát xung điều khiển với độ rộng lớn gần như cả nửa chu kỳ như trên hình 9.40a có hai nhược điểm. Thứ nhất là dòng điều khiển gần như dài hạn (về nguyên lý điều khiển tiristo và triac, xung điều khiển với chức năng [↑]mỗi nên chỉ cần ngắn hạn). Thứ hai là việc thiết kế cấp xung điều khiển như trên khá phức tạp, nhất là đối với những mạch có nhiều van bán dẫn. Cấp xung rộng thế nào? Bằng một nguồn phụ, hay bằng máy biến áp xung có điện cảm cuộn dây lớn cũng khó khăn như nhau.

Một trong những giải pháp nên dùng là tạo xung gián đoạn bằng chùm xung liên tiếp, từ thời điểm mở van cho tới cuối bán kỳ như trên hình 9.40b, về nguyên lý đây là cấp xung liên tục như ở hình 9.40a. Trong kỹ thuật, cấp xung gián đoạn (hình 9.40b) dễ thực hiện hơn. Nguyên lý ở đây là băm xung liên tục thành chùm xung gián đoạn với tần số cao.



Hình 9.41. Nguyên lý tạo chùm xung điều khiển
a) Sơ đồ ; b) Các đường cong

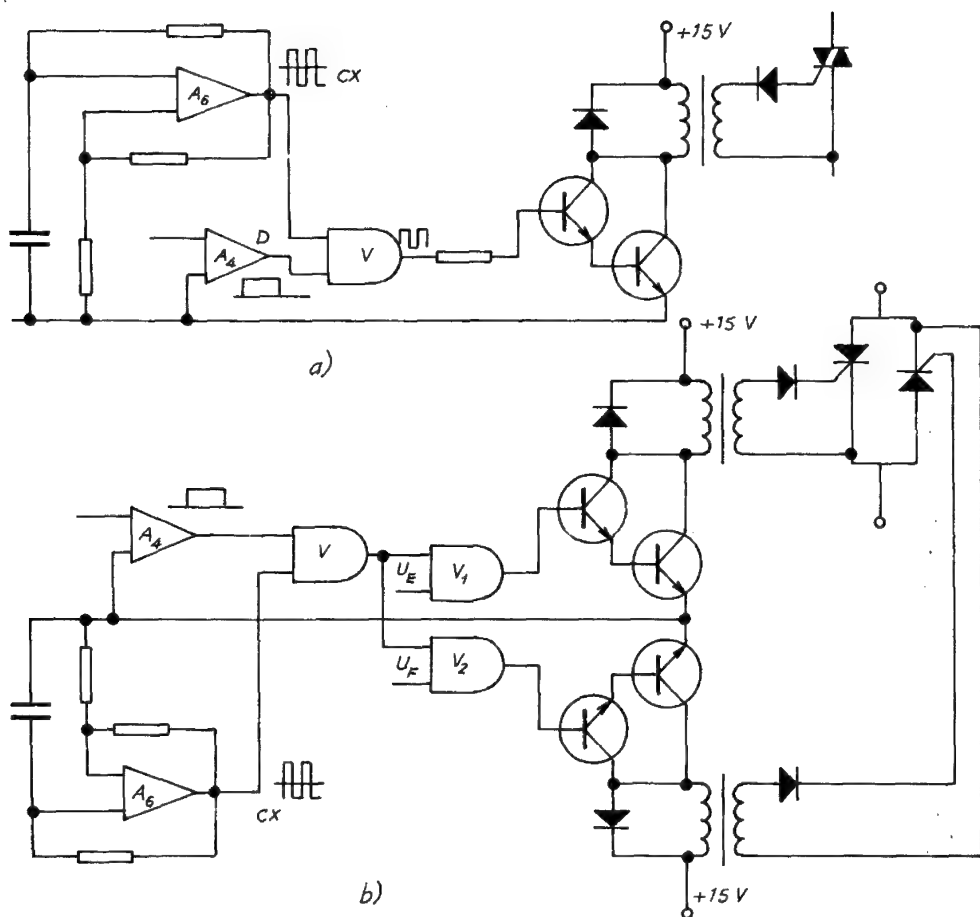
Một cổng logic AND với hai đầu vào là thực hiện được. Khi đưa tới đầu vào cổng AND tín hiệu xung điều khiển U_x ; với tín hiệu chùm xung U_{CX} ; lúc đó đầu ra cổng AND có xung X_{dk} bằng tần số chùm xung trong vùng có điện áp U_x như mô tả trên hình 9.41b.



Hình 9.42. Sai số có thể gặp khi điều khiển bằng chùm xung
a) Lệnh mở và chùm xung đúng thời điểm;
b) Lệnh mở và chùm xung không cùng thời điểm

Nhược điểm của sơ đồ điều khiển bằng xung gián đoạn là sai số khi điều khiển. Sai số ở đây xuất hiện khi thời điểm phát lệnh mở van với thời điểm van được mở không trùng với nhau. Khi phát xung điều khiển gián đoạn, xung điều khiển tại đầu ra máy biến áp xung có được là do có hai tín hiệu vào cổng AND đồng thời, tín hiệu vào U_x để quyết góc mở α là tín hiệu từ chùm xung U_{CX} . Nếu hai tín hiệu này không đồng pha, thì khi có lệnh U_x mà $U_{CX} = 0$, xung điều khiển X_{dk} phải chờ khi nào U_{CX} lên mức cao như mô tả trên hình 9.42b.

Sơ đồ mạch điều khiển điều áp xoay chiều với tải có điện cảm được thiết kế trên cơ sở hình 9.34 cho mạch động lực là triac, hay hình 9.36 cho mạch động lực là cặp tiristo song song ngược, với việc nối thêm mạch tạo xung chùm như trên hình 9.43. Các đầu vào ở hình 9.43 là U_D , U_E , U_F được lấy từ các đầu tương ứng trên hình 9.34, 9.36. Chùm xung được tạo bởi một dao động đa hài A_6 hoặc một mạch tạo xung chữ nhật nào đó (sẽ giới thiệu trong Chương 10).



Hình 9.43. Điều khiển điều áp xoay chiều khi tải điện cảm bằng chùm xung
a) Van động lực là triac ; b) Van động lực là tiristo

Trường hợp điện cảm lớn mà tiristo không mở được, nguyên nhân là do độ rộng xung thiết kế không đủ lớn. Việc chọn độ rộng xung ở đây phải hợp lý.

Ví dụ :

Thiết kế mạch điều khiển và ổn định nhiệt độ cho tủ sấy bằng điện trở với nhiệt độ điều chỉnh trong dải $0 \div 150^{\circ}\text{C}$, công suất sợi đốt 40 kW, điện áp nguồn cấp một pha 220 V/50 Hz.

a) Lựa chọn sơ đồ thiết kế

Đây là nguồn có công suất không lớn, xét về phía tải. Vì đây là tải trở, không đòi hỏi quá cao về tính đối xứng của nguồn điều khiển. Có thể chọn bất kỳ sơ đồ nào trong các sơ đồ đã giới thiệu ở trên. Tuy nhiên, với trường hợp này sơ đồ dùng tiristo điều khiển là hợp lý hơn cả vì các lý do sau :

- Với công suất không lớn, tiristo thừa đủ công suất để cung cấp.
- Mạch điều khiển triac đơn giản hơn mạch hai tiristo.
- Dù là công suất nhỏ, nhưng nếu điều khiển không đối xứng bằng một điôt, một tiristo cũng không nên, do làm xấu đi chất lượng điện áp nguồn.
- Các sơ đồ không dùng thiết bị bán dẫn khó đáp ứng cho việc ổn định nhiệt độ, do việc tự động thay đổi điện áp và dòng điện tải khó khăn hơn.

b) Tính chọn các thiết bị động lực

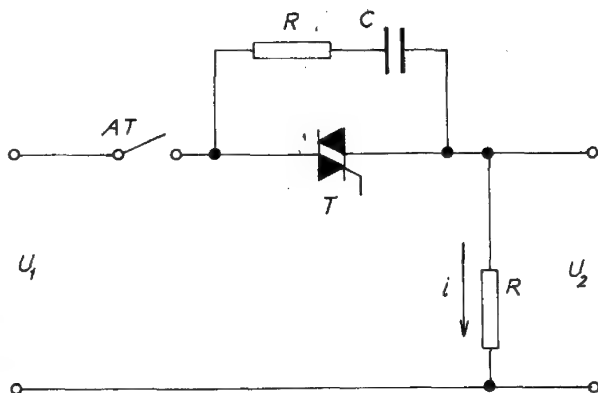
- Dòng điện tối đa chạy qua tải và qua triac :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{4000}{220} = 18,18 \text{ A}$$

Khi điều chỉnh nhiệt độ ta coi nhiệt độ tối đa 150° đạt được tương ứng với dòng điện tối đa 18,18 A. Các yếu tố khác ảnh hưởng đến nhiệt độ của lò như thể tích, vật liệu, thông số ... ở đây không xét.

Dòng điện $I = 18,18 \text{ A}$ được coi là dòng điện lớn nhất để chọn triac. Với dòng điện không quá lớn như thế này, tổn hao khi van dẫn không quá lớn, nên ta chọn điều kiện làm việc có cánh tản nhiệt đủ diện tích

làm mát, không cần quạt đối lưu không khí, để an toàn cho phép triac làm việc với $20\%I_{dm}$.



Hình 9.44. Sơ đồ động lực thiết kế

Dòng điện định mức của triac cần chọn :

$$I_{dmV} = \frac{100}{20} \cdot 18,8 = 90,9 \text{ A}$$

Điện áp làm việc cực đại của triac

$$U_{lvmax} = \sqrt{2} \cdot 220 = 308 \text{ V}$$

Giả sử cho phép van dự trữ điện áp $K_{dt} = 2$. Điện áp của triac cần chọn :

$$U_{dmT} = 2 \cdot 308 = 616 \text{ V}$$

Từ hai thông số dòng điện và điện áp cần có ở trên, theo Phụ lục 3 ta chọn loại triac : SSG100C80 có các thông số sau :

$$U_{dm} = 800 \text{ V} ; \quad I_{dm} = 100 \text{ A} ; \quad I_{Xmax} = 1,2 \text{ kA} ;$$

$$I_{dk} = 0,2 \text{ A} ; \quad U_{dk} = 3 \text{ V} ; \quad I_{ro} = 10 \text{ mA} ;$$

$$I_{TG} = 70 \text{ mA} ; \quad \Delta U = 1,5 \text{ A} ; \quad T_{cm} = 10 \text{ } \mu\text{s}.$$

Triac khi làm việc với 18,18 A chịu một tổn hao tối đa trên van :

$$\Delta P = \Delta U \cdot I_v = 1,5 \cdot 18,18 = 27,27 \text{ W}$$

Với tổn hao này ta cần một cánh tản nhiệt có diện tích bề mặt tiếp xúc với không khí :

$$S = \frac{\Delta P}{K \cdot \tau} = \frac{27,27}{8 \cdot 10^{-4} \cdot 40} = \frac{27,27}{32} 10^3 = 850 \text{ cm}^2$$

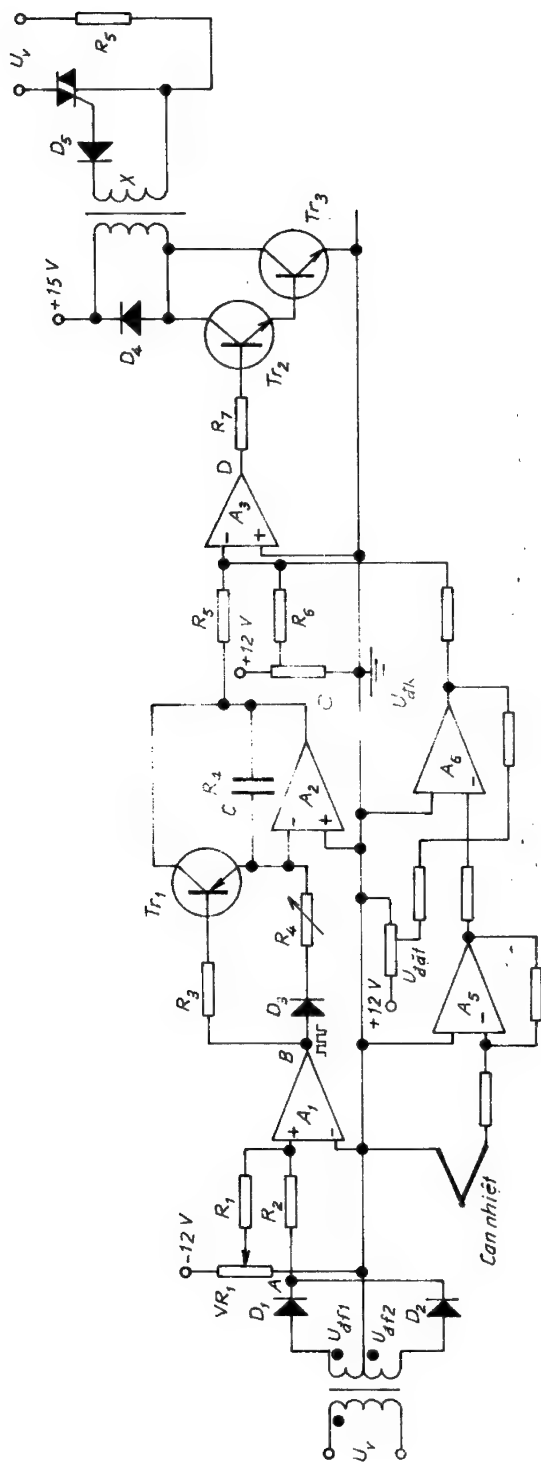
Aptomat được chọn có dòng điện :

$$I_{AT} = (1,1 \div 1,3) I_{lvmax} = 20 \div 23,63 \text{ A}$$

Chọn loại 25 A có bảo vệ ngắn mạch không cần bảo vệ quá tải.

Thiết kế mạch điều khiển

Như đã biết lò điện trở có hệ số $\cos \varphi = 1$, do đó việc cung cấp xung điều khiển bằng xung chùm như ở hình 9.43a là không cần thiết. Mạch điều khiển góc mở triac sử dụng sơ đồ ở hình 9.34 hoàn chỉnh thành sơ đồ ở hình 9.45a là hợp lý. Tính toán thông số các linh kiện mạch điều khiển này được thực hiện như cách tính đã giới thiệu ở Chương 8.

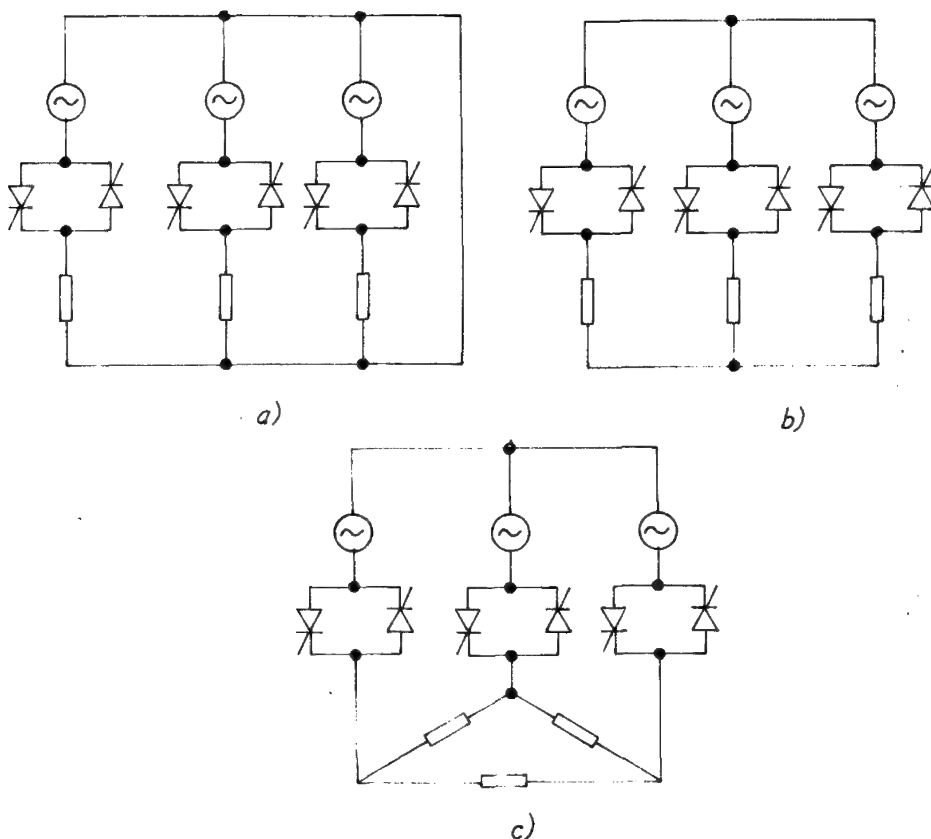


Hình 9.45. Sơ đồ mạch điều khiển nhiệt độ cho tủ sấy

9.6.3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU ÁP XOAY CHIỀU BA PHA

9.6.3.1. Lựa chọn sơ đồ động lực

Mạch xoay chiều ba pha hiện nay trong thực tế thường gặp gồm ba sơ đồ như trên hình 9.46a, b, c.



Hình 9.46. Sơ đồ điều áp xoay chiều ba pha bằng cặp tiristo mắc song song ngược

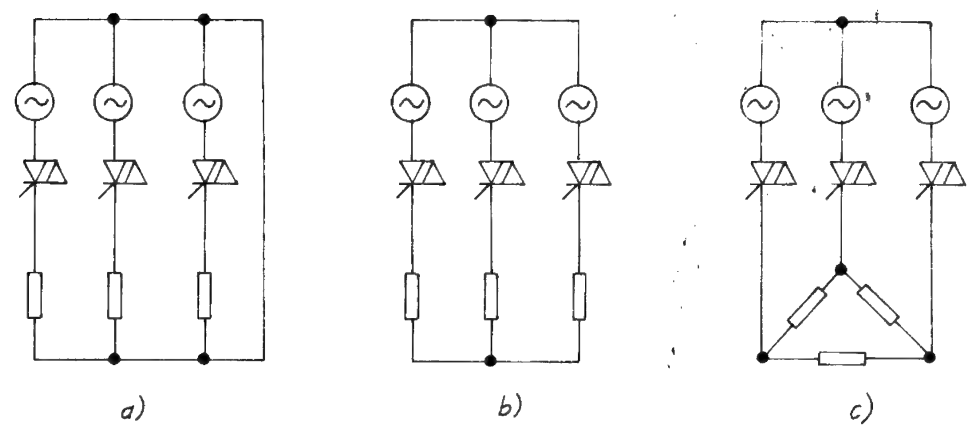
Các sơ đồ này bao gồm, tải đấu sao có trung tính (hình 9.46a), tải đấu sao không trung tính (hình 9.46b), tải đấu tam giác (hình 9.46c).

Tải đấu sao có trung tính, có ưu điểm là sơ đồ giống hệt ba mạch điều áp một pha điều khiển dịch pha theo điện áp lưới. Do đó điện áp trên các van bán dẫn nhỏ hơn vì điện áp đặt vào van bán dẫn là điện áp pha. Nhược

điểm của sơ đồ là trên dây trung tính có tồn tại dòng điện điều hòa bậc cao, khi góc mở các van khác 0 có dòng tải gián đoạn. Loại sơ đồ nối này chỉ thích hợp với tải ba pha có bốn đầu dây ra.

Các sơ đồ không trung tính (hình 9.46b, c) có nhiều điểm khác so với sơ đồ có trung tính. Ở đây dòng điện chạy giữa các pha với nhau, nên đồng thời phải cấp xung điều khiển cho hai tiristo của hai pha một lúc. Việc cấp xung điều khiển như thế đôi khi gặp khó khăn trong mạch điều khiển (sẽ giới thiệu sau), ngay cả việc đổi thứ tự pha nguồn lưới cũng có thể làm cho sơ đồ không hoạt động.

Hiện nay, với những tải có công suất trung bình, các sơ đồ điều áp ba pha bằng các cặp tiristo (hình 9.46) được thay thế bằng các sơ đồ triac như trên hình 9.47.



Hình 9.47. Điều áp ba pha bằng triac

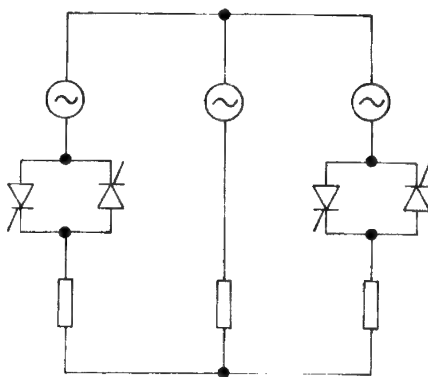
Như đã giới thiệu ở trên, triac về nguyên lý điều khiển giống hệt các cặp tiristo mắc song song ngược. Vì vậy, sử dụng các sơ đồ (hình 9.46 hay hình 9.47) tùy thuộc vào khả năng linh kiện có loại nào. Ngoài ra sơ đồ ở hình 9.47 có ưu điểm hơn về mặt điều khiển đối xứng và đơn giản về cách ghép.

Đối với những tải không có yêu cầu về điều khiển đối xứng, người ta có thể sử dụng sơ đồ cặp tiristo—điôt (hình 9.15).

Mặc dù vậy, sơ đồ này ứng dụng thực tế không nhiều. Bởi vì khi không có xung điều khiển vẫn có thể có dòng chạy qua tải.

Trong trường hợp cho phép điều khiển không đối xứng, có thể sử dụng sơ đồ điều khiển hai pha như ở hình 9.48.

Ưu điểm của sơ đồ ở hình 9.48 là số lượng van bán dẫn ít hơn và mạch điều khiển cũng đơn giản hơn. Nhược điểm của sơ đồ là điều khiển không đối xứng, nên đường cong dòng điện và điện áp các pha không giống nhau, vì vậy giá trị hiệu dụng của điện áp và dòng điện khác nhau rõ rệt. Loại sơ đồ này chỉ phát huy tác dụng khi tải và



Hình 9.48. Sơ đồ điều áp ba pha đơn giản

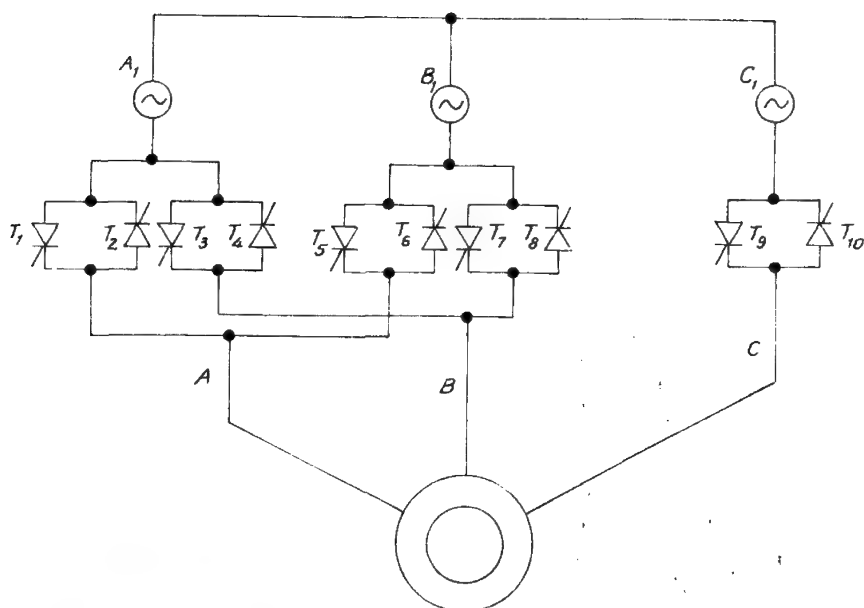
nguồn được phép làm việc không đối xứng và có số lượng van bán dẫn bị hạn chế.

Khi sử dụng điều áp xoay chiều cho động cơ không đồng bộ, ngoài chế độ đóng cắt, điều khiển tốc độ, còn cần cả đảo chiều quay.

Trong động cơ điện không đồng bộ, khi đảo chiều quay cần đổi thứ tự pha. Sơ đồ điều khiển có đảo chiều quay động cơ không đồng bộ như trên hình 9.49.

Khi chiều quay thuận ta cấp xung điều khiển cho $T_1, T_2, T_7, T_8, T_9, T_{10}$. Các pha lưới A_1, B_1, C_1 được nối tương ứng với các cuộn A, B, C của động cơ. Khi ở chiều quay ngược ta cấp xung điều khiển cho $T_3, T_4, T_5, T_6, T_9, T_{10}$. Các pha lưới A_1, B_1, C_1 được nối tương ứng với B, A, C của động cơ.

Khi thiết kế sơ đồ mạch động lực của bộ điều áp xoay chiều ba pha, phải thực hiện hàng loạt các bài toán tổng hợp. Ngay cả ở chế độ xác lập thì dòng điện và điện áp trên các van bán dẫn cũng chỉ là chế độ gần với xác lập. Trong phần thiết kế này chúng ta chỉ xét bộ điều áp làm việc ở chế độ xác lập.



Hình 9.49. Sơ đồ điều áp ba pha có đổi thứ tự pha ,

Khi lựa chọn các van bán dẫn cho sơ đồ điều áp ba pha theo dòng điện và điện áp, tổn hao công suất ΔP như đã xét, được xác định theo đường cong dòng điện chạy qua van. Tổn hao công suất trên van là tổn hao theo chiều thuận khi van dẫn. Lúc này ΔP phụ thuộc các giá trị dòng điện trung bình, hiệu dụng của van và theo đường cong đặc tính vôn–ampe của van tìm được ΔP . Tuy nhiên đường đặc tính vôn–ampe không phải của van nào cũng có cho nên gần đúng ta chọn :

$$\Delta P = I_{hd} \Delta U$$

Thông số ΔP này có ảnh hưởng rất lớn tới diện tích cánh tản nhiệt sẽ thiết kế sau này.

Sau khi lựa chọn xong sơ đồ động lực, từ phần giới thiệu ở mục 9.3 và hướng dẫn tóm tắt trong mục 9.6.3, ta có được sơ đồ cần chọn. Các sơ đồ thông dụng hiện nay trong thực tế thường gặp là các sơ đồ trên hình 9.46b, c hay hình 9.47b, c. Trong phần này chúng ta dựa vào các sơ đồ trên làm cơ sở cho các ví dụ.

9.6.3.2. Tính chọn van bán dẫn

a) Tính chọn van theo dòng điện

Trong điều áp xoay chiều, dòng điện chạy qua tải thường xác định là dòng hiệu dụng. Thông số dòng điện để chọn van bán dẫn được tính là dòng điện lớn nhất trong quá trình làm việc. Trong điều khiển xung pha, dòng điện lớn nhất khi góc mở van bán dẫn nhỏ nhất. Góc mở nhỏ nhất của van bán dẫn thường nhận trị số $\alpha = 0$ khi dòng điện tải là dòng điện hình sin.

Đối với các tải ba pha, thông số thường cho : công suất định mức P_{dm} , điện áp định mức U_{dm} , hệ số công suất $\cos\varphi$, hiệu suất η .

Dòng điện hiệu dụng chạy qua van bán dẫn khi tải đấu Y (hình 9.46b, 9.47b) bằng :

$$I_{hd} = \frac{P_{dm}}{3\eta U_f \cos\varphi}$$

trong đó U_f là điện áp pha.

Khi tải đấu tam giác :

$$I_{hd} = \frac{P}{\sqrt{3} \eta U_d \cos\varphi}$$

trong đó U_d là điện áp dây của lưới.

Dòng điện tính được là dòng điện để chọn triac. Nếu sơ đồ chọn là các sơ đồ triac $I_{vlv} = I_{hd}$. Nếu sơ đồ chọn là các sơ đồ ghép tiristo song song ngược thì dòng điện để chọn tiristo là :

$$I_{vlv} = \frac{1}{2} I_{hd}$$

trong đó I_{vlv} là dòng điện làm việc của van.

- Lựa chọn điều kiện tản nhiệt van bán dẫn (như hướng dẫn ở Chương 8) lúc đó dòng điện van cần chọn :

$$I_{dmv} = k_I I_{vlv}$$

trong đó k_I là hệ số xét tới điều kiện tản nhiệt của van ; trị số k_I xin tham khảo ở Chương 8.

Khi chọn theo dòng điện, ngoài việc tính chọn theo dòng điện làm việc dài hạn như đã tính ở trên, dòng điện này còn được tính chọn theo điều kiện phát nhiệt của van bán dẫn. Một số loại tải, bản thân chế độ làm việc của chúng có dòng điện quá độ I_{qd} khá lớn, chẳng hạn như động cơ điện không đồng bộ. Khi mở máy động cơ không đồng bộ, dòng điện lớn từ 5 đến 7 lần dòng định mức. Khi chọn van bán dẫn dòng điện quá độ này được xét thế nào ?

Khi dòng điện quá độ này xảy ra trong khoảng thời gian ngắn, cỡ vài giây, quán tính nhiệt chưa đủ quá nhiệt cho van, lúc đó ta chỉ cần kiểm tra $I_{qd} < I_X$ (I_X dòng điện xung của van bán dẫn).

Được phép bỏ qua quán tính nhiệt của van bán dẫn là vì : Khi chọn van, chúng ta có một hệ số k_1 đủ lớn, bản thân k_1 này nói lên rằng chúng ta đã chọn dòng điện của van bán dẫn lớn hơn dòng điện làm việc thực của chúng. Với điều kiện tản nhiệt nào đó, thời gian quá tải ngắn hạn chưa đủ để quá nhiệt, lúc đó chỉ cần đảm bảo dòng điện chạy qua không vượt quá dòng điện cực đại là được.

Khi dòng điện quá độ xảy ra trong khoảng thời gian dài hơn, lúc đó cần xét tới dòng điện quá độ, bằng cách thay đổi hệ số k_1 lớn hơn. Việc xét ảnh hưởng của dòng quá độ cần phải khảo sát một bài toán nhiệt khá phức tạp, như tính ra công suất lúc quá độ, tính được thời gian quá độ, có diện tích bề mặt tản nhiệt, điều kiện làm mát, nghĩa là phải giải phương trình :

$$\Delta P = A\tau + C \frac{d\tau}{dt}$$

trong đó : ΔP - tổn hao trên van bằng $R_{vI_v}^2$ biến thiên ;

A - hệ số tản nhiệt đặc trưng cho điều kiện làm mát ;

C - nhiệt dung của van và cánh tản nhiệt ;

τ - độ chênh nhiệt với môi trường.

Trong trường hợp này nếu thời gian quá độ đến hàng nhiều phút thì dòng điện van có thể phải chọn theo dòng điện quá độ ; nếu thời gian quá độ nhỏ không đến hàng phút thì dòng điện được lựa chọn bằng cách thay đổi k_1 ở một mức độ nhất định nào đó là đủ.

b) Tính chọn van theo điện áp

Với các sơ đồ điều áp ba pha không trung tính, điện áp của van bán dẫn nên chọn theo điện áp dây của lưới. Do đó điện áp làm việc cực đại U_{lv} của van bán dẫn được tính :

$$U_{lv} = \sqrt{2} U_d = \sqrt{6} U_f$$

trong đó : U_d - điện áp dây của lưới ba pha;

U_f - điện áp pha.

Điện áp của van bán dẫn U_v được chọn bằng :

$$U_v = K_{dt} \cdot U_{lv}$$

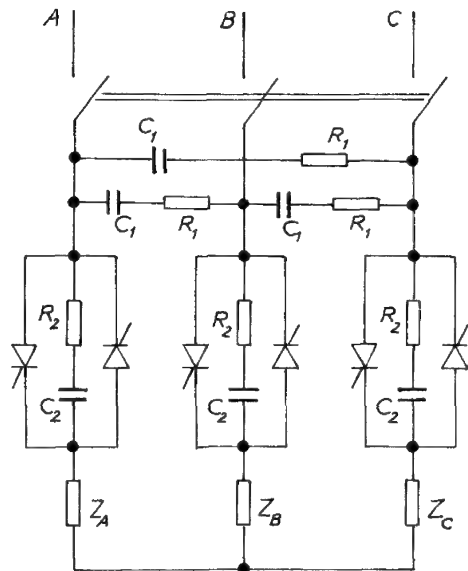
trong đó K_{dt} là hệ số dự trữ điện áp, thường chọn $K_{dt} > 1,6$. Tùy theo khả năng thiết bị, ta có hệ số K_{dt} có thể càng lớn càng tốt.

Sau khi tính được dòng điện và điện áp, dùng sổ tra cứu hoặc bảng... trong tài liệu này, chọn được linh kiện cần tìm, kiểm tra lại linh kiện này theo dòng điện quá độ.

c) Bảo vệ các linh kiện bán dẫn

Cũng như các thiết bị bán dẫn khác, ở đây bảo vệ van bán dẫn cũng cần có các loại bảo vệ (hình 9.50). Các loại bảo vệ thông dụng, bao gồm bảo vệ ngắn mạch bằng aptomat AT, dòng điện định mức của aptomat được chọn bằng $(1,2 \div 1,3)$ lần dòng điện định mức của tải, dòng điện ngắn mạch của aptomat được chỉnh lớn hơn dòng điện quá độ của tải I_{qd} , nhưng nhỏ hơn dòng điện xung của van bán dẫn I_X .

$$I_{qd} < I_{ATNM} < I_X$$



Hình 9.50. Mạch động lực và các thiết bị bảo vệ điện áp xoay chiều ba pha

- Bảo vệ xung điện áp từ lưới bằng mạch R_1C_1 được chọn như đã trình bày ở Chương 8.

- Bảo vệ xung điện áp do chuyển van R_2C_2 cũng có thể được chọn gần đúng bằng :

$$R_2 = (5 \div 30) \Omega ; C_2 = (0,5 \div 4) \mu F.$$

Ví dụ :

Thiết kế mạch động lực cho khởi động mềm động cơ không đồng bộ rôto lồng sóc có các thông số sau :

$$A02.92.1, P = 100 \text{ kW}; n = 1470 \text{ v/phút}; \eta = 0,935;$$

$$\cos\varphi = 0,92; M_{kd}/M_{dm} = 1,1; M_{max}/M_{dm} = 2;$$

$$I_{kd}/I_{dm} = 6; J = 1,6 \text{ kg/m}^2; U_1 = 220/380 \text{ V}$$

Thời gian mở máy của động cơ không quá lớn, $t_{kd} = 3 \text{ s}$ (không tính trong quyển sách này). Mặt khác dòng điện ở đây đáng kể, nên việc chọn triac để điều khiển sẽ phải tăng cấp điều kiện làm mát. Vì vậy ở đây ta chọn sơ đồ với các cặp tiristo nối song song ngược (hình 9.51).

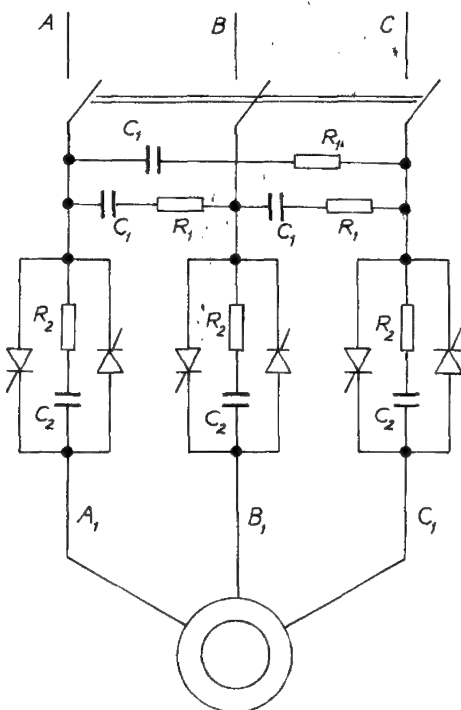
Dòng điện động cơ :

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{P}{\sqrt{3} U_d \eta \cos\varphi} \\ &= \frac{100.000}{\sqrt{3} \cdot 380 \cdot 0,92 \cdot 0,935} = \\ &= 176,8 \text{ A.} \end{aligned}$$

Dòng điện chạy qua mỗi tiristo :

$$I_{Tlv} = \frac{I_{dc}}{2} = 88,4 \text{ A.}$$

Dòng điện làm mát của của tiristo 88,4 A là đáng kể, do đó tổn hao trên tiristo khá lớn,



Hình 9.51. Sơ đồ động lực điều khiển khởi động động cơ không đồng bộ

nên chọn điều kiện làm mát cho tiristo là có cánh tản nhiệt, có quạt đối lưu không khí. Với điều kiện này tiristo cho làm việc với dòng điện đến 50% dòng điện định mức. Dòng điện của tiristo cần chọn :

$$I_{Tdm} = \frac{I_{Tlv} \cdot 100}{50} = \frac{88,4 \cdot 100}{50} = 176,8 \text{ A}$$

Điện áp của tiristo khi ở trạng thái khóa :

$$U_{Tlv} = \sqrt{2} U_d = \sqrt{2} \cdot 380 = 537 \text{ V}$$

Điện áp định mức của tiristo cần chọn :

$$U_{Tdm} = K_{dt} \cdot U_{Tlv} = 1,8 \cdot 537 = 966 \text{ V.}$$

Tiristo mắc vào lưới xoay chiều 50 Hz nên thời gian chuyển mạch của tiristo không ảnh hưởng lớn đến việc chọn tiristo.

Từ các thông số trên, theo Phụ lục 2 ta chọn tiristo loại SH200N.21D có các thông số sau :

$$\begin{array}{lll} I_{dm} = 1000 \text{ V} & U_{dk} = 3 \text{ V} & t_{cm} = 80 \mu s \\ I_{dm} = 200 \text{ A} & I_{TG} = 200 \text{ mA} & T_{cp} = 125^\circ C \\ I_X = 4 \text{ kA} & I_{r0} = 20 \text{ mA} & \\ I_{dk} = 0,15 \text{ A} & \Delta U = 1,7 \text{ A.} & \end{array}$$

9.6.3.3. Thiết kế mạch điều khiển

Mạch điều khiển điều áp ba pha giống mạch điều khiển của điều áp một pha khi tải nối sao có trung tính. Vì lúc đó dòng điện tải được chạy giữa pha với trung tính. Giả sử có một van hay một pha không có dòng điện cũng không làm ảnh hưởng tới hoạt động của các van bán dẫn còn lại.

Ở mạch ba pha không trung tính, dòng điện chạy qua tải là dòng điện chạy giữa các pha với nhau. Tại mỗi thời điểm phải có hai pha hoặc ba pha có van bán dẫn, không khi nào chỉ một pha có van bán dẫn.

Cấp xung điều khiển cho điều áp xoay chiều có thể cấp bằng xung đơn hoặc xung chùm. Cấp xung điều khiển loại nào tùy thuộc chế độ làm việc của tải. Thường gặp hiện nay trong điều áp ba pha có hai cách điều khiển :

- xung điều khiển cấp đơn nhưng phải đệm xung điều khiển.
- xung điều khiển cấp bằng chùm xung.

a) Điều khiển bộ điều áp ba pha với xung đơn

*** Khi van động lực là tiristo**

Khi góc điều khiển α của van bán dẫn lớn như trên hình 9.9, đồng thời có hai tiristo cùng dẫn, như vậy xung điều khiển phải được cấp đồng thời cho cả hai tiristo. Hơn nữa hai van được dẫn phải được cấp xung theo kiểu một xung chính cần mở với một xung đệm, nguyên tắc đệm xung phải theo đúng thứ tự pha, như việc cấp xung trên hình 9.52.

X_1 - một số xung cần mở T_1 .

X_{6-1} - xung đệm từ T_6 sang T_1 .

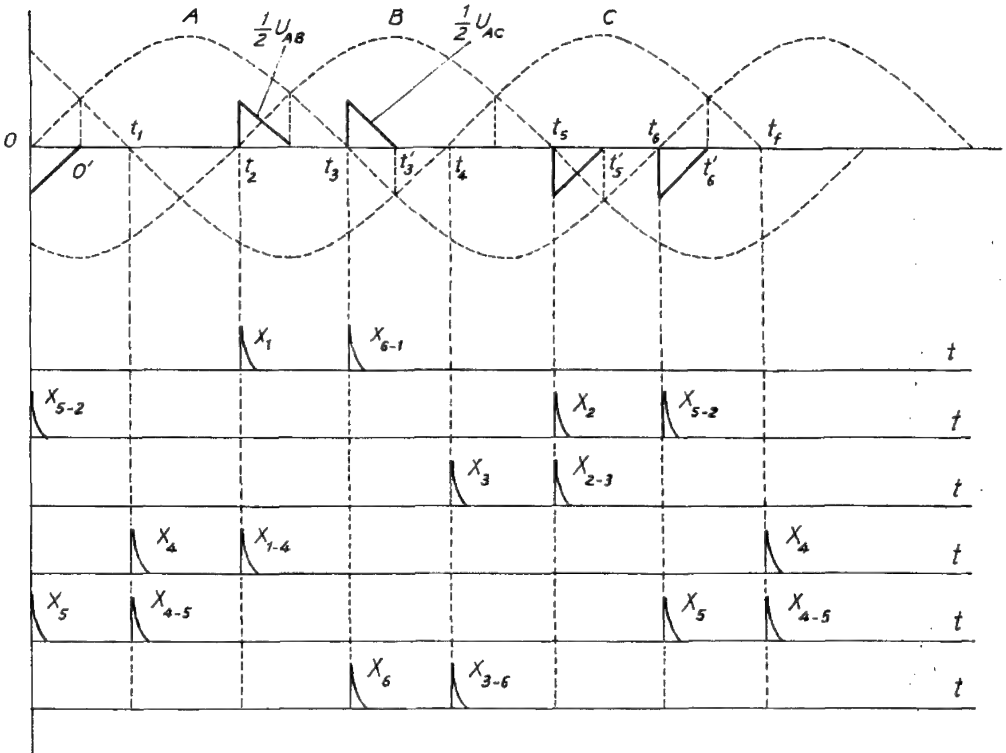
Trên hình 9.52 vẽ lại đường cong điện áp tải hình 9.9 với góc mở van bán dẫn α lớn ($\alpha = 4\pi/6$). Để có đường cong điện áp pha A như trên hình vẽ, cần cấp xung điều khiển theo thứ tự như trên ở hình 9.52. Mỗi tiristo trong một chu kỳ được cấp hai xung điều khiển, trong đó xung trước X_1 là xung chính quyết định góc mở của nó, còn xung thứ hai X_{6-1} là xung đệm được nhận từ tiristo cần mở của pha khác tới. Điện áp và dòng điện ở đây gián đoạn, vì vậy nếu không có xung đệm X_{1-4} tiristo T_1 không thể mở một van trong bộ điều áp ba pha được.

Chúng ta hãy lý giải điều này qua mạch động lực (hình 9.51) với dạng xung điều khiển và điện áp tải (hình 9.52).

Tại t_2 góc $\alpha = 4\pi/6$ của T_1 ($U_A > 0$) phát xung X_1 điều khiển T_1 , đồng thời đệm xung $T_4 - X_{1-4}$ (xung thứ hai của T_4) lúc này với $U_A \gg U_B$ (điện áp pha A dương hơn pha B). T_1 và T_4 cùng dẫn, chừng nào U_A còn dương hơn U_B . Điện áp trên tải pha A nếu coi tải đối xứng thì $U_A = \frac{1}{2} U_{AB}$. Đến t'_2 do điện áp U_B dương hơn U_A (nếu bỏ qua ảnh hưởng điện cảm coi góc φ không đáng kể) nên T_1 và T_4 bị khóa tại t'_2 .

Đến t_3 là góc $\alpha = 4\pi/6$ của T_6 ($U_C < 0$), ta phát xung X_6 điều khiển T_6 đồng thời theo đúng thứ tự pha đệm xung T_1 , X_{6-1} lúc này do $U_C \ll U_A$ (điện áp pha C âm hơn pha A) nên T_1 và T_6 cùng dẫn, tương tự như trên hai tiristo này sẽ cùng dẫn chừng nào U_C âm hơn U_A . Như vậy đến t'_3

khi điện áp U_A trở nên âm hơn U_C , (bỏ qua thành phần điện cảm của tải nên bỏ qua góc trễ φ) T_6, T_1 phân cực ngược sẽ tự khóa, ta có điện áp trên tải $U_{A1} = \frac{1}{2} U_{AC}$.

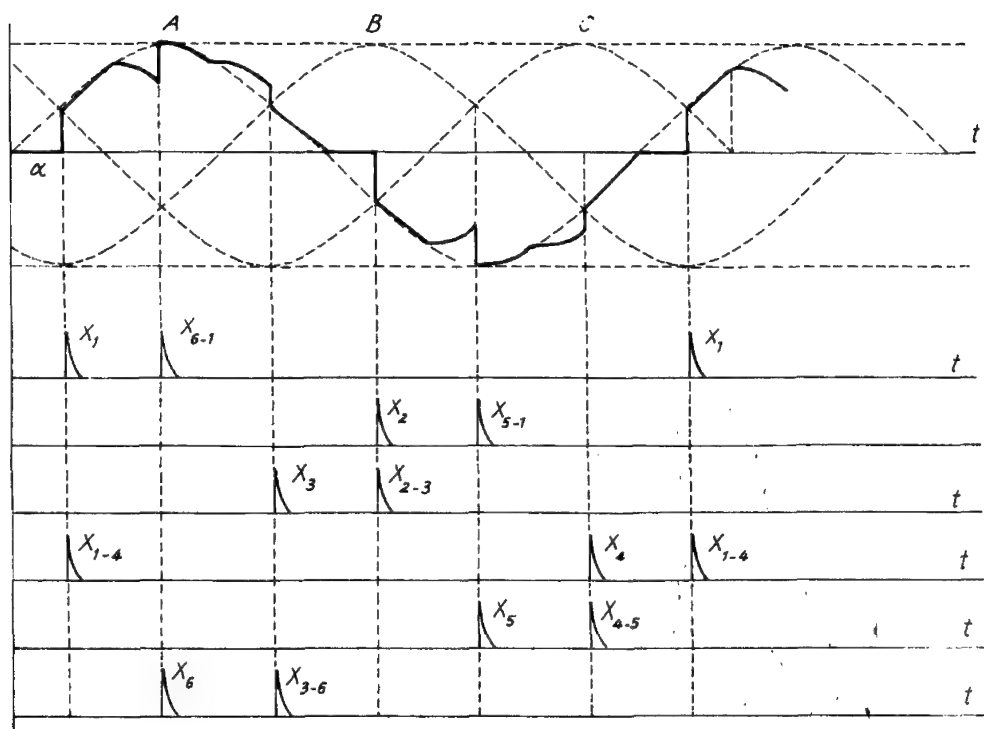


Hình 9.52. Hình dạng đường cong điện áp tải của sơ đồ ở hình 9.9 với các xung điều khiển van

Tương tự như T_1, T_2 được mở bởi xung chính tại t_5 cùng với T_3 và được mở với xung đệm của T_5 tại t_6 .

Từ những khảo sát ở trên thấy rằng, tại thời điểm phát lệnh mở van mà không có xung đệm cho tiristo ở pha kế tiếp theo thứ tự pha và ở nhóm ngược lại thì các tiristo không thể dẫn được.

Khi góc mở van nhỏ, dòng điện tải ít gián đoạn hơn, lúc đó xung đệm chỉ có ý nghĩa tại thời điểm khởi động ban đầu. Do dòng điện liên tục được đến cuối chu kỳ, nên xung đệm của các van sẽ không có ý nghĩa khi đã khởi động xong.



Hình 9.53. Hình dạng đường cong điện áp tải và các xung điều khiển khi $\alpha = \pi/6$

Hình 9.9a chỉ đúng khi ta coi tiristo đang dẫn.

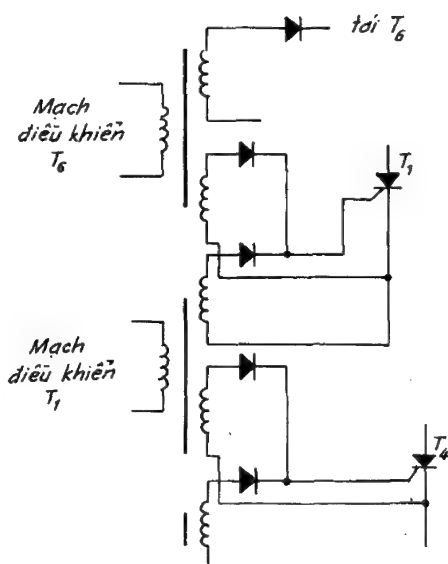
Trên hình 9.53, nếu tại $\alpha = \pi/6$ phát xung mở T_1 , mà T_4 , T_6 chưa dẫn, lúc này điện áp U_A dương hơn và U_B âm hơn, dòng điện sẽ phải chạy từ A qua T_1 - tải - T_4 về B , nhưng T_4 chưa dẫn, nếu không có xung điều khiển X_{1-4} cả T_1 và T_4 đều không dẫn. Yêu cầu bắt buộc tại đây phải có xung đệm X_{1-4} cho T_4 . Khi T_1 đã dẫn thì xung đệm thứ hai cho van T_1 - X_{6-1} khi mở T_6 sẽ không còn ý nghĩa. Ta có thể nhận thấy điều này khi tại $\pi/2$ là góc $\alpha = \pi/6$ của T_6 , lúc này cấp xung điều khiển T_6 có đệm xung T_1 , nhưng vì T_1 dẫn rồi nên xung đệm X_{6-1} tại đây không còn ý nghĩa nữa.

Tóm lại trong điều áp ba pha, khi góc mở nhỏ, xung đệm chỉ có ý nghĩa ở chu kỳ đầu, ngay sau khi đóng điều khiển. Khi góc mở lớn, điện áp gián đoạn nhiều, bắt buộc phải có xung đệm mới hoạt động được.

Trong mạch điều khiển, các xung đệm được thực hiện như thế nào?

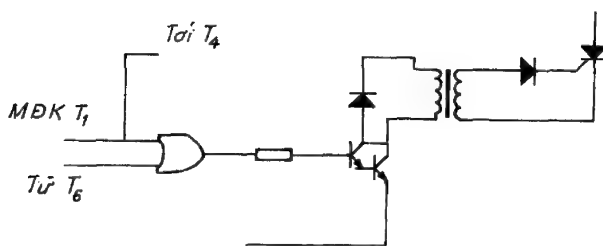
Việc tạo xung đệm bằng máy biến áp xung hai cuộn dây thứ cấp như trên hình 9.54 cũng có thể được thực hiện.

Khi có lệnh điều khiển tiristo T_1 từ mạch điều khiển của T_1 , đồng thời có xung điều khiển đưa tới hai tiristo T_1 và T_4 . Tuy nhiên việc điều khiển như thế cũng gặp phải nhược điểm như đã nêu trên. Khi máy biến áp xung cung cấp cho hai tiristo, công suất cấp có thể không như nhau. Ngoài ra như trên hình 9.54, tới cực điều khiển của mỗi tiristo có hai cuộn dây thứ cấp của hai biến áp xung lấy từ hai kênh điều khiển khác nhau. Điều này sẽ làm phức tạp trong chế tạo máy biến áp và lắp đặt, hiệu chỉnh mạch điều khiển. Vì lý do đó mà việc đệm xung bằng máy biến áp ít có ứng dụng trong thực tế.



Hình 9.54. Đệm xung bằng máy biến áp

Phương pháp đệm xung phổ biến là đưa tới trước tầng khuếch đại, như ở hình 9.55.



Hình 9.55. Đệm xung trước tầng khuếch đại

Để giải quyết bài toán cấp xung điều khiển đồng thời cho hai tiristo, trước khi đưa tới tầng khuếch đại cần có thêm cổng HOẶC H. Tín hiệu từ khâu so sánh của kênh điều khiển T_1 được đưa tới cổng HOẶC của

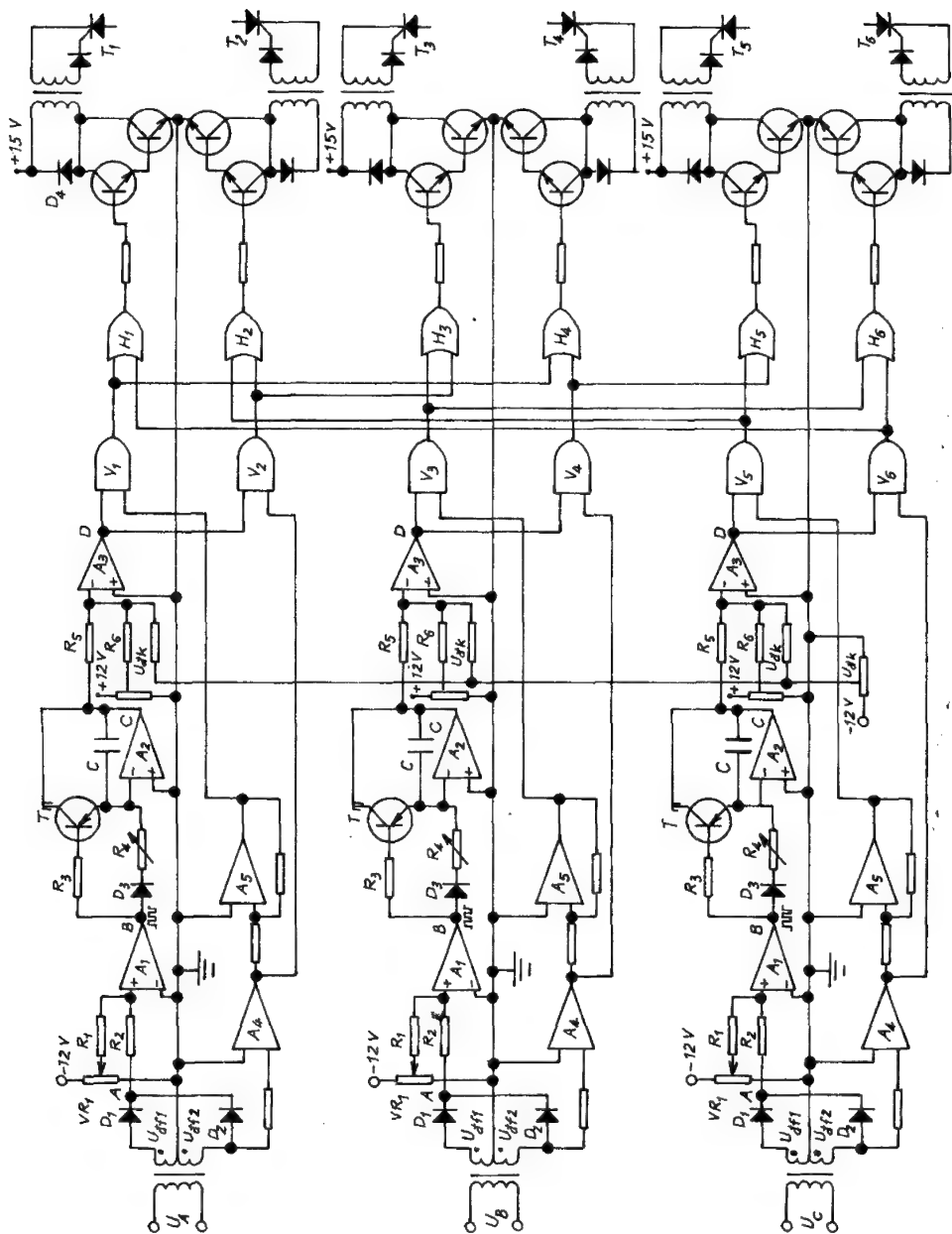
chính tầng khuếch đại T_1 , ngoài ra tín hiệu này còn được đưa tới cổng HOẶC của T_4 để đệm xung mở T_4 . Tới cổng vào của H_1 , ngoài tín hiệu từ mạch điều khiển T_1 còn thêm tín hiệu đệm được nhận từ T_6 (Xem hình 9.52). Lúc này để điều khiển T_1 trong một chu kỳ sẽ có hai xung điều khiển : xung thứ nhất do chính mạch điều khiển kênh T_1 phát lệnh, xung thứ hai do kênh điều khiển T_6 phát lệnh.

Một mạch điều khiển do bộ điều áp xoay chiều ba pha với 6 tiristo được giới thiệu trên hình 9.56a cho mạch động lực ở hình 9.50.

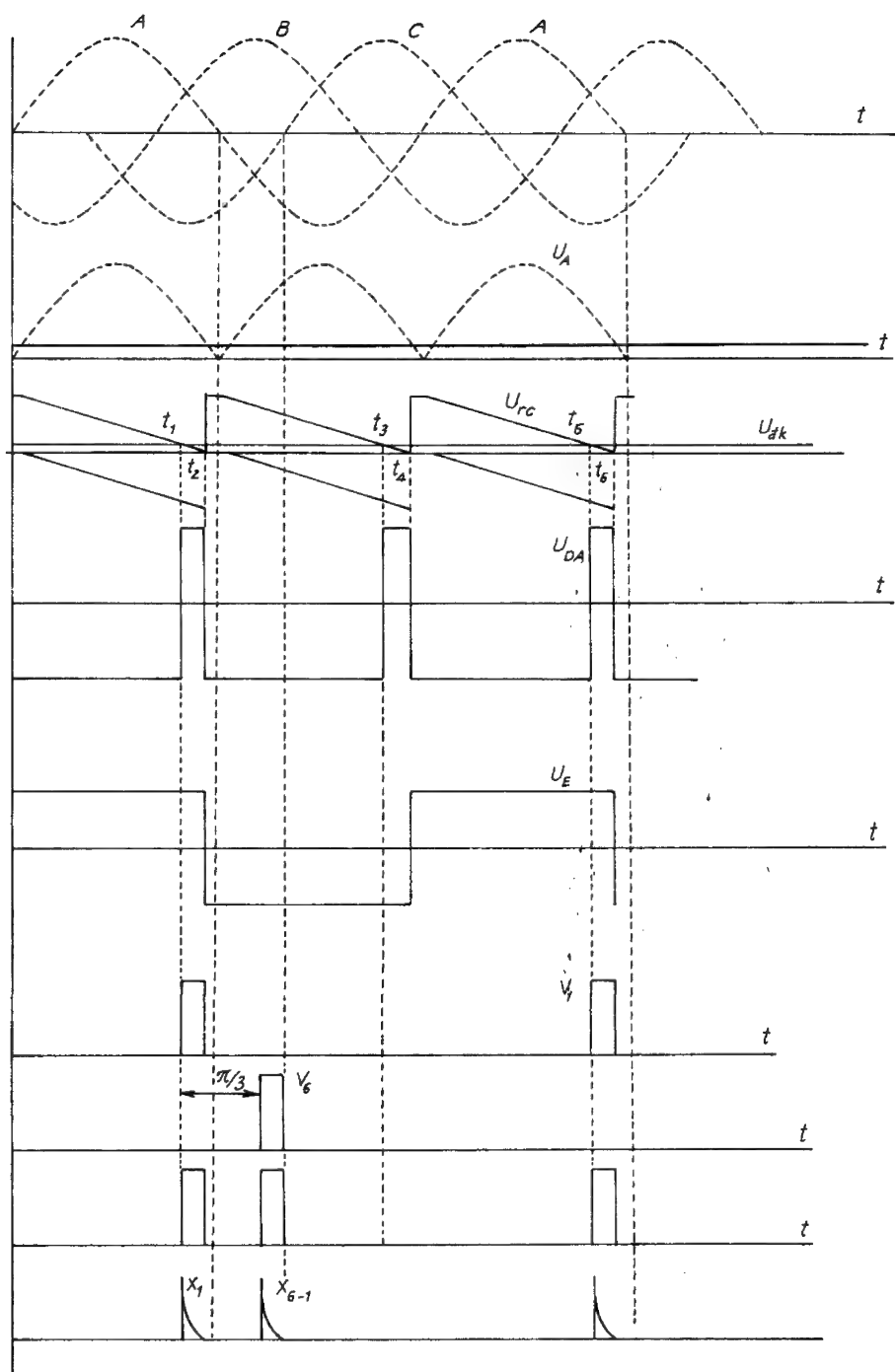
Nguyên lý tạo xung điều khiển của một tiristo T_1 như mô tả trên hình 9.56b. Điện áp đồng pha của pha A chính lưu cả chu kỳ đưa vào khuếch đại thuật toán A_1 và A_2 , tạo nên điện áp tựa U_C . Điện áp tựa này được kéo lên trên trục hoành nhờ VR_2 thành điện áp răng của U_{rc} . Điện áp răng của U_{rc} so sánh với điện áp điều khiển U_{dk} . Tại các thời điểm $t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, t_6$, $U_{dk} = U_{rc}$ khuếch đại A_3 lật dấu, ta có điện áp U_{DA} . Khi cả U_{DA} và U_E dương, đầu ra của cổng VÀ V_1 có xung ra trong khoảng $t_1 \div t_2$, tín hiệu này được đưa tới H_1 và đầu ra của H_1 có xung trong khoảng $t_1 \div t_2$. H_1 nhận tín hiệu đồng thời của cả V_1 lẫn V_6 . Tương tự như V_1 , ta có tín hiệu của V_6 dịch pha một góc $\pi/3$. Kết quả là H_1 có hai xung liên tiếp và cách nhau $\pi/3$, đầu ra máy biến áp xung cũng liên tiếp tương ứng với đầu ra H_1 .

Trên sơ đồ ở hình 9.56a, hai xung điều khiển cho một tiristo trong mỗi chu kỳ như ở hình 9.56b chỉ xuất hiện khi góc điều khiển $\alpha \geq 2\pi/3$. Nếu $\alpha < 2\pi/3$, xung đệm thứ hai chỉ xuất hiện ở mỗi thời điểm mỗi ban đầu, còn các chu kỳ kế tiếp khi van đã mở liên tục rồi, xung đệm này có thể không xuất hiện nữa.

Mạch điều khiển bộ điều áp ba pha khi van động lực là triac về nguyên lý gần như hoàn toàn giống mạch điều khiển của bộ điều áp bằng 6 tiristo trên hình 9.56. Bởi vì, về nguyên lý triac chính là hai tiristo mắc song song ngược. Phần khác nhau của chúng nằm ở tầng khuếch đại. Khi van động lực là triac thì chỉ cần một tầng khuếch đại cho một triac mỗi pha. Do đó mạch điều khiển ở hình 9.56 lúc này thành mạch điều khiển như ở hình 9.57b.

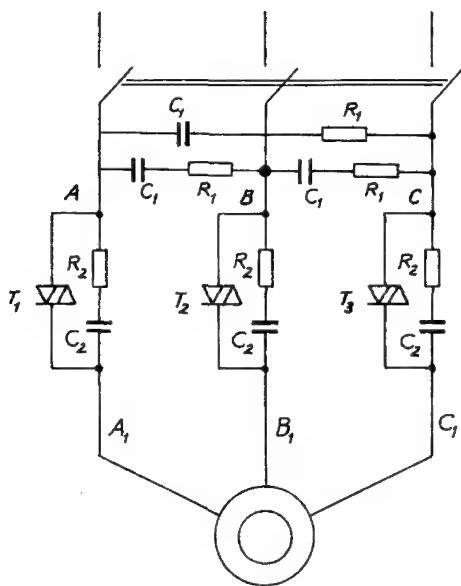


Hình 9.56a. Sơ đồ mạch điều khiển bộ điều áp ba pha ở hình 9.50



Hình 9.56b. Nguyên lý tạo xung điều khiển của một tiristo

Ba mạch điều khiển triac ở hình 9.57b giống như điều khiển một triac trên hình 9.33. Các xung điều khiển đến giữa các pha với nhau cũng gửi theo đúng thứ tự pha.

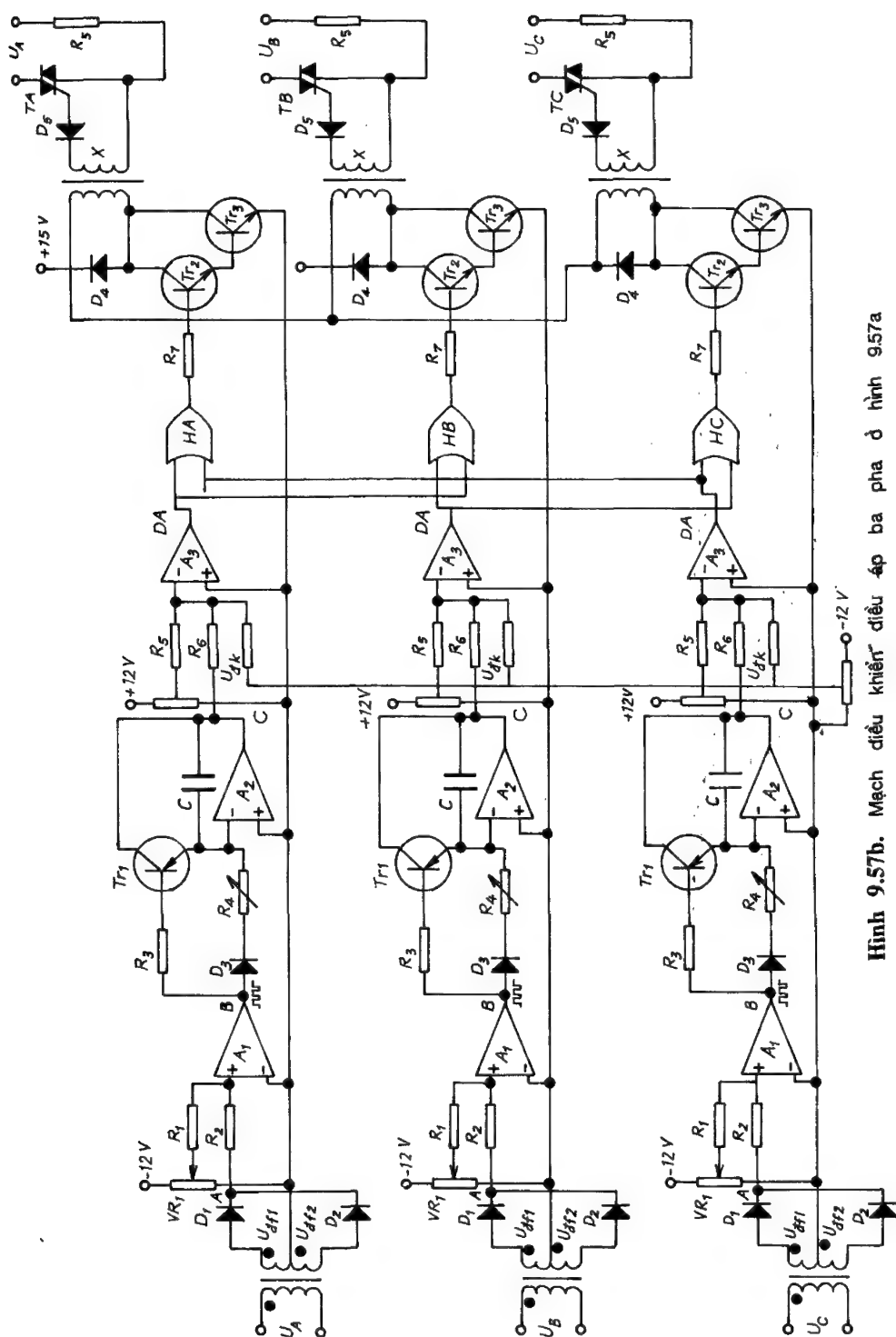


Hình 9.57a

Từ đầu ra của khâu so sánh pha A (DA) được đưa tới cổng HOẶC HA để tới khuếch đại mở triac T_1 , đồng thời tín hiệu DA được gửi tới cổng HOẶC HB để tới khuếch đại mở T_2 . Điều này có nghĩa, khi phát lệnh mở triac T_1 (khi $U_A > 0$) thì đồng thời phát lệnh cho T_2 mở theo chiều $U_B < 0$ và ngược lại khi phát lệnh mở T_1 khi $U_A < 0$ thì đồng thời phát lệnh cho T_2 mở theo chiều $U_B > 0$. Việc cấp xung và hoạt động của các van này như trên hình 9.52.

b) Điều khiển điều áp ba pha bằng xung chùm

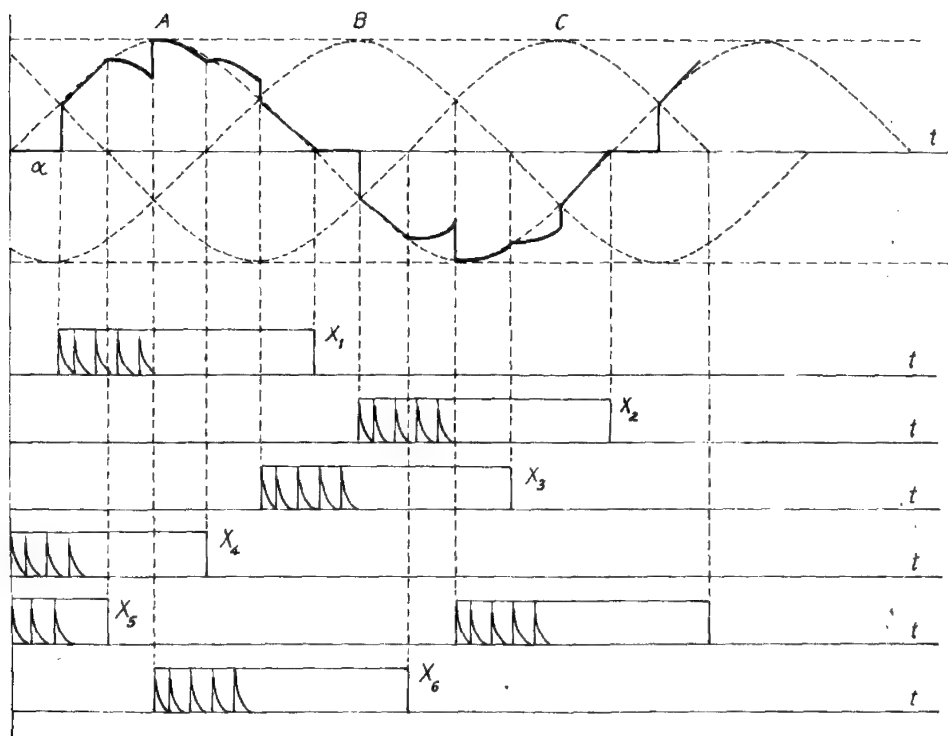
Như đã giới thiệu ở trên, mạch điều khiển điều áp xoay chiều với xung đơn (một xung tại thời điểm phát lệnh mở van) có ưu điểm là đơn giản, và thích hợp với những tải thuần trở như : sợi đốt các lò điện, chiếu sáng... Với những tải có thành phần điện cảm như động cơ không đồng bộ, biến áp... (đặc trưng của những loại tải này là có góc trễ φ giữa điện áp với dòng



Hình 9.57b. Mạch điều khiển" điều áp ba pha ở hình 9.57a

điện). Để đảm bảo các van bán dẫn mở cả hai chiều điện áp, khi góc mở α nhỏ hơn góc trễ giữa dòng điện và điện áp tải ($\alpha < \varphi$) ta phải tăng độ rộng xung điều khiển bằng cách tạo xung chùm như đã giới thiệu ở trên.

Ở mạch điều áp ba pha điều khiển van bán dẫn bằng chùm xung, ngoài việc giải quyết dẫn đều các van khi góc φ lớn còn có thể giải quyết luôn bài toán về đệm xung điều khiển trong một số trường hợp góc mở. Ta sẽ giải thích trường hợp này theo đường cong ở hình 9.58.



Hình 9.58. Điều khiển ba pha bằng chùm xung

Trên hình 9.58, để có điện áp tải A, tại thời điểm đóng điện ta phải đệm xung mở T_1 cho T_4 , X_{1-4} . Nếu điều khiển bằng chùm xung thì việc đệm xung như ở hình 9.58 là không cần thiết. Từ hình 9.58 thấy rằng, tại $\alpha = \pi/6$ phát xung điều khiển T_1 , lúc này xung chùm của T_4 đang phát chờ sẵn, hơn nữa T_4 còn đang được mở chờ sẵn do T_5 và T_4 đã có chùm xung điều khiển từ 0. Do đó khi có xung điều khiển T_1 thì

T_1 được mở cho dòng điện chạy qua pha A ngay mà không cần phải gửi xung đệm như trên hình 9.53.

Chùm xung điều khiển chỉ thay cho xung đệm trong một dải điều khiển từ 0 đến 120° . Đối với những tải không cần điều khiển trong khoảng 120° đến 180° thì giải quyết bằng chùm xung thay thế cho đệm xung là hoàn toàn hợp lý (ví dụ như với tải là động cơ).

Trên hình 9.59 giới thiệu một mạch điều khiển điều áp ba pha với bộ tạo xung chùm và đệm xung điều khiển giữa các pha. Việc đệm xung điều khiển giữa các pha cho ta chùm xung điều khiển của các tiristo không chỉ trong nửa chu kỳ điện áp dương anôt như trên hình 9.57, mà chùm xung điều khiển của các tiristo này sẽ được nối dài thêm một góc $\pi/6$ nữa do việc đệm xung tạo nên. Điều này đặc biệt cần khi góc mở của tiristo lớn hơn $2\pi/3$.

Ví dụ :

Thiết kế mạch điều khiển cho khởi động mềm động cơ không đồng bộ rôto lồng sóc A0292.4 từ ví dụ trên hình 9.51.

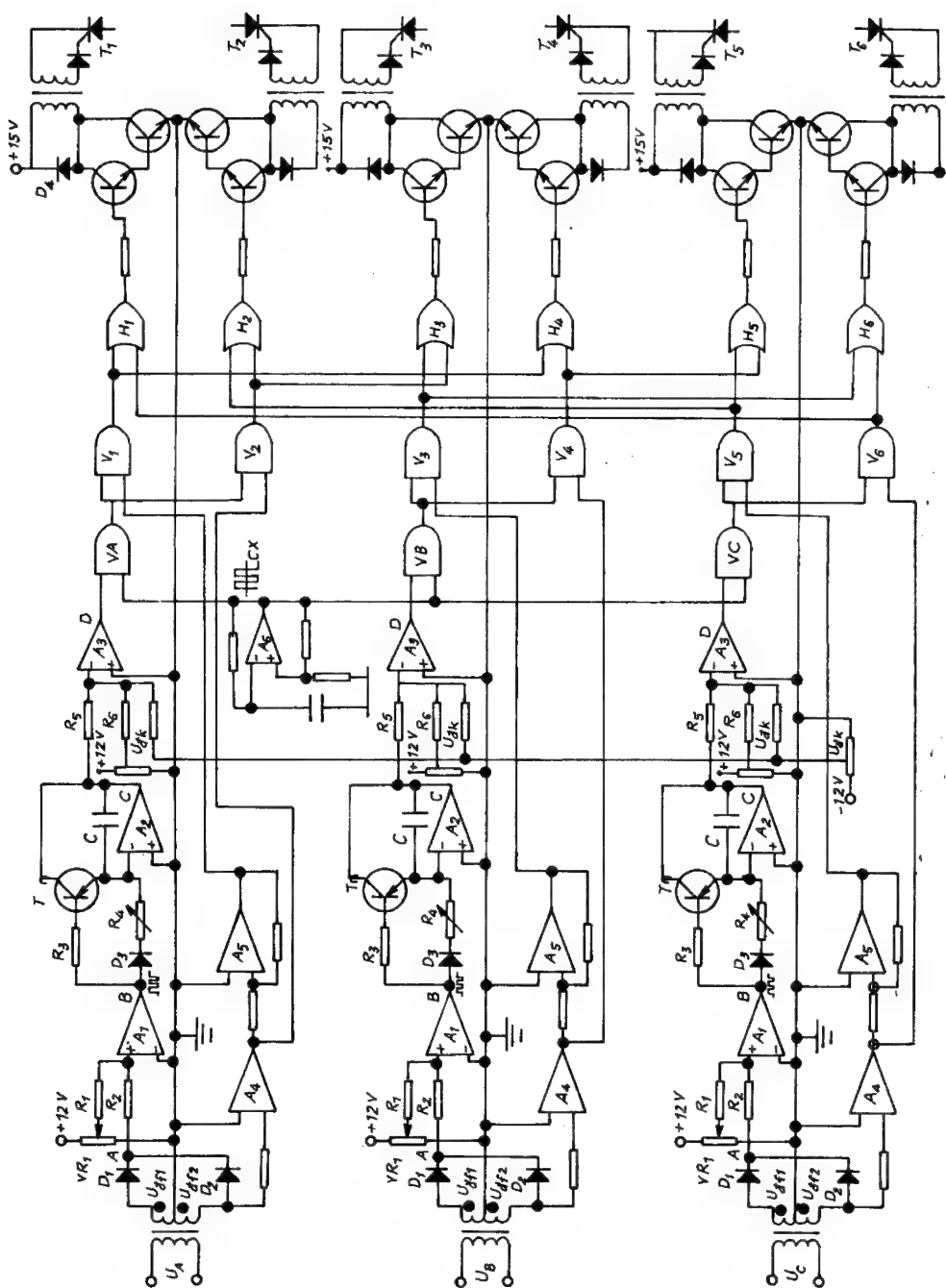
Chọn sơ đồ mạch điều khiển

Khi khởi động động cơ không đồng bộ hệ số công suất $\cos\varphi$ luôn thay đổi, góc trễ giữa điện áp và dòng điện động cơ thay đổi. Do đó sơ đồ mạch điều khiển hợp lý sẽ là sơ đồ không bị ảnh hưởng của góc lệch pha giữa dòng điện và điện áp. Với sơ đồ đã chọn 6 tiristo trên hình 9.51, sơ đồ mạch điều khiển chọn bằng chùm xung điều khiển không cần gửi xung điều khiển như trên hình 9.59. Vì động cơ không đồng bộ khi mở máy, góc mở tiristo ban đầu đảm bảo cho $U_{mm} = 65\%U_{dm}$ thì góc mở tiristo (tra từ hình 9.11) không lớn hơn $\pi/2$, do đó việc đệm xung là không cần thiết.

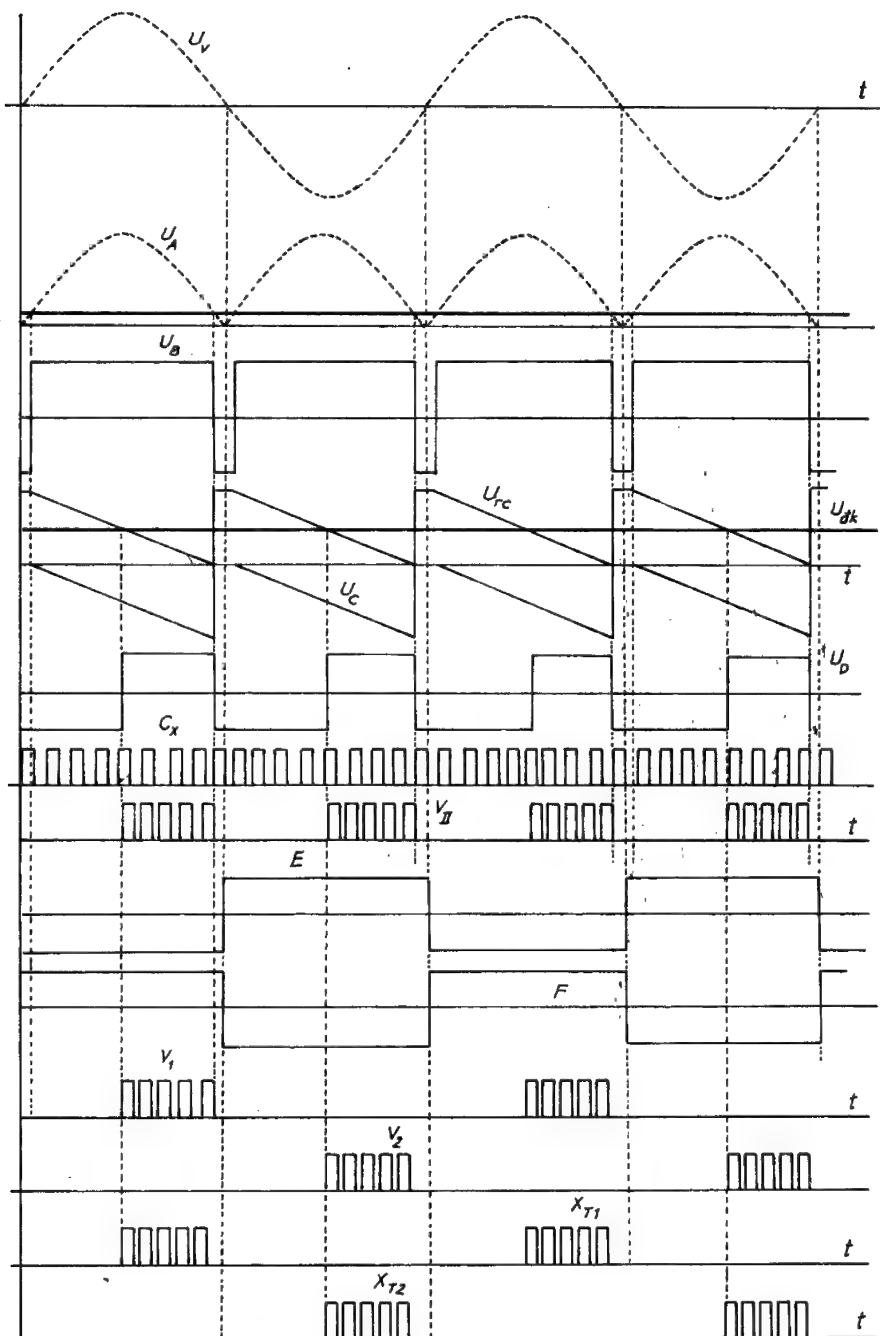
Tính toán các thông số linh kiện trên mạch (hình 9.59) đã được giới thiệu ở Chương 8.

Nguyên lý điều khiển mạch điều khiển điều áp xoay chiều một pha trên hình 9.59 có thể được giải thích theo các đường cong trên hình 9.60 như sau :

Điện áp đồng pha với điện áp xoay chiều hình sin U_v được chỉnh lưu cả chu kỳ U_A đưa vào A_1 qua R_1 dịch đi một trị số lấy qua VR_1 .



Hình 9.59. Mạch điều khiển khởi động mềm động cơ cho trên hình 9.51



Hình 9.60. Các đường cong cơ bản của mạch điều khiển ở hình 9.59

Hai điện áp này đưa qua khuếch đại A_1 có điện áp ra của A_1 là U_B . Phần dương của U_B tích phân qua khuếch đại A_2 cho ta điện áp tựa U_{rc} . Điện áp tựa U_{rc} được kéo lên trên trục hoành bằng điện áp lấy từ VR_2 . Việc kéo điện áp tựa lên trên trục hoành này chỉ nhằm mục đích để điện áp điều khiển U_{dk} đồng biến với điện áp ra, nếu không cần thực hiện điều này thì ta có thể bỏ qua điện áp lấy từ VR_2 .

Điện áp điều khiển U_{dk} so sánh với điện áp tựa U_{rc} tìm được thời điểm $U_{rc} = U_{dk}$. Tại các thời điểm $U_{rc} = U_{dk}$, khuếch đại A_3 lật dấu điện áp ra, ta có U_D như trên hình vẽ.

Điện áp U_D đưa tới cổng VÀ V_{11} cùng với tín hiệu xung chùm liên tục lấy từ A_6 , đầu ra của V_{11} sẽ có chùm xung khi $U_D > 0$.

Cổng VÀ V_1 sẽ có tín hiệu ra khi đồng thời V_{11} có xung và $V_F > 0$. Lúc đó máy biến áp xung BA_1 có xung điều khiển T_1 . Cổng VÀ V_2 có tín hiệu ra khi đồng thời V_{11} có xung và $V_B > 0$. Lúc đó máy biến áp xung BA_2 có xung điều khiển T_2 .

Kết quả là T_1 được cấp chùm xung điều khiển khi $U_F > 0$ trùng với $U_v > 0$ và T_2 được cấp chùm xung điều khiển khi $U_E > 0$ trùng với $U_v < 0$.

Nếu như các xung điều khiển T_1 và T_2 bị dịch pha 180° thì có thể đảo dấu điện áp vào của biến áp đồng pha hoặc đổi đầu cấp vào của khuếch đại A_4 .

Chương 10

BỘ ĐIỀU ÁP MỘT CHIỀU

Bộ điều áp một chiều còn gọi là bộ băm điện áp một chiều, làm nhiệm vụ biến đổi điện áp một chiều DC-DC. Thuật ngữ tiếng Anh : Choper, tiếng Pháp Hacheur.

Chương này nghiên cứu chuyển mạch cưỡng bức trong các bộ điều áp trực tiếp và điều áp liên lạc gián tiếp.

10.1. ĐẠI CƯƠNG VỀ BỘ ĐIỀU ÁP MỘT CHIỀU

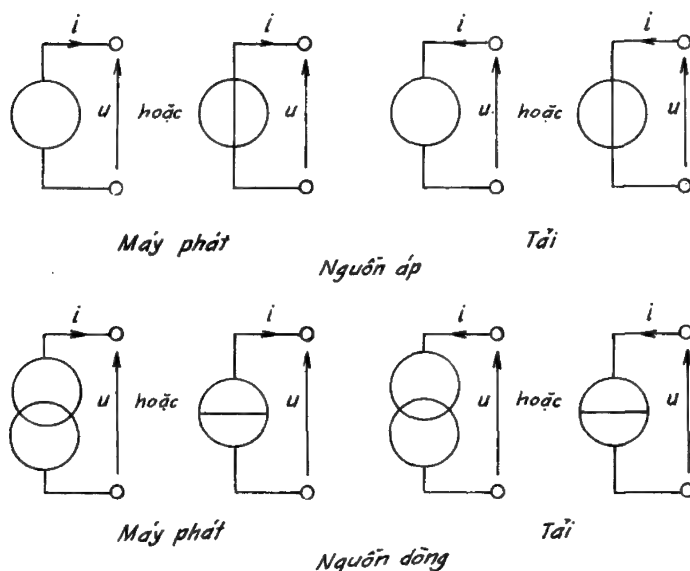
Khi làm việc ở chế độ điện áp một chiều, một khi linh kiện điện tử công suất đang ở trạng thái dẫn sẽ tiếp tục dẫn vì điện áp nguồn không qua vị trí điểm không. Để khóa linh kiện ta phải "cưỡng bức" chuyển mạch bằng cách đặt lên linh kiện một điện áp ngược. Đặc tính chuyển mạch có thể phân làm hai loại : nguồn áp hoặc nguồn dòng.

10.1.1. ĐẶC TÍNH CHUYỂN MẠCH CỦA NGUỒN HOẶC TẢI

Một nguồn hoặc tải gọi là nguồn áp nếu dạng sóng điện áp trên cực của nó không phụ thuộc vào dòng điện cũng như tốc độ biến thiên của dòng. Hình 10.1a biểu diễn ký hiệu nguồn áp của máy phát và tải. Nguồn áp được biểu diễn bằng một vòng tròn hoặc một vòng tròn với một nét theo chiều dọc. Phân biệt nguồn hoặc tải tùy theo chiều của u và i . Đối với nguồn u , i cùng chiều ; đối với tải u , i ngược chiều.

Một nguồn hoặc tải là nguồn hay tải dòng nếu dạng sóng dòng điện của nó không phụ thuộc vào điện áp hoặc biến thiên điện áp trên các cực của chúng. Hình 10.1b biểu diễn ký hiệu nguồn dòng bằng hai vòng tròn lồng

nhau hoặc một vòng tròn với một nét gạch ngang. Đối với nguồn dòng của máy phát u , i cùng chiều, còn của tải : u và i ngược chiều.



Hình 10.1. Ký hiệu nguồn áp và nguồn dòng

10.1.2. TÍNH THUẬN NGHỊCH CỦA CÁC NGUỒN

Để đặc trưng cho máy phát hoặc tải còn có thể xét chúng có thể thay đổi cực tính :

- Đổi chiều điện áp ($u > 0$ hoặc $u < 0$) hoặc không thay đổi cực tính.
- Đổi chiều dòng điện ($i > 0$ hoặc $i < 0$) hoặc không thay đổi cực tính.
- Đổi chiều cả điện áp và dòng điện ($u > 0$ hoặc $u < 0$ và $i > 0$ hoặc $i < 0$).

Ví dụ ắc quy là nguồn áp không thay đổi cực tính nhưng cực tính dòng điện thay đổi tùy theo trạng thái phóng hay nạp.

Động cơ điện một chiều và động cơ xoay chiều (đồng bộ hoặc không đồng bộ) là tải nguồn dòng do điện cảm bản thân của chúng rất lớn. Nguồn dòng này có thể đổi chiều cả điện áp và dòng điện. Vì công suất

tức thời $p = u.i$ nên khi một trong hai đại lượng u hoặc i đổi chiều thì công suất tức thời cũng đổi chiều.

10.1.3. CẢI THIỆN VÀ CHUYỂN ĐỔI LOẠI NGUỒN

Mục trên ta xét nguồn áp và nguồn dòng lý tưởng. Nguồn áp lý tưởng có tổng trở bằng không. Nếu xét đến tổng trở trong của nguồn áp khi có dòng chạy qua sẽ tạo nên điện áp rơi $r.i$ và điện áp cảm ứng $L.di/dt$ làm cho điện áp trên cực của nguồn áp thay đổi.

Để cải thiện đặc tính của nguồn áp, ta có thể mắc song song nguồn áp thực tế với một tụ điện như ở hình 10.2. Tụ điện nạp và phóng sẽ san phẳng sự biến thiên và gián đoạn của điện áp.

Tương tự, nguồn dòng thực tế không thể có tổng trở vô cùng lớn. Khi có biến thiên điện áp trên cực nguồn dòng du/dt làm cho dòng điện của nguồn dòng thay đổi.

Để cải thiện đặc tính của nguồn dòng, ta sẽ tăng điện cảm của chúng bằng cách nối tiếp với nguồn dòng một điện cảm. Điều này dẫn đến điện cảm tổng của nguồn càng lớn và biến thiên dòng điện do biến thiên điện áp sẽ giảm đi.

Để chuyển đổi từ nguồn áp sang nguồn dòng, ta mắc nối tiếp nguồn áp với điện cảm L lớn như ở hình 10.2a. Do biến thiên của điện áp u , điện cảm sẽ tích hoặc phóng năng lượng từ trường, do đó biến thiên dòng điện trở nên rất nhỏ :

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - u}{L} \quad (10.1)$$

Để chuyển đổi từ nguồn dòng sang nguồn áp, ta mắc song song với nguồn dòng một tụ điện C đủ lớn như ở hình 10.2b. Dòng I và i có cùng giá trị trung bình. Dòng điện nạp và phóng qua tụ điện làm cho biến thiên điện áp rất nhỏ :

$$\frac{du}{dt} = \frac{I - i}{C} \quad (10.2)$$

Khi thêm điện cảm L hoặc điện dung C làm cho mạch tiêu thụ công suất phản kháng, do đó cần sử dụng bộ lọc.

Ta lưu ý rằng, đặc tính của nguồn thực tế phụ thuộc vào tần số làm việc của bộ biến đổi. Tần số càng tăng thì di/dt và du/dt càng lớn, do đó nguy cơ quá dòng điện và quá điện áp càng lớn. Tuy nhiên, vì quá trình chuyển mạch rất ngắn so với chu kỳ làm việc nên có thể coi điện áp nguồn áp và dòng điện nguồn dòng là không đổi.

10.1.4. QUY TẮC NỐI CÁC NGUỒN

Việc nối các linh kiện bán dẫn phải xét đến tính chất các nguồn, cần tôn trọng các nguyên lý cơ bản về mạch điện là :

- Điện thế tại một điểm là duy nhất.
- Tổng các dòng điện tại một nút bằng không.

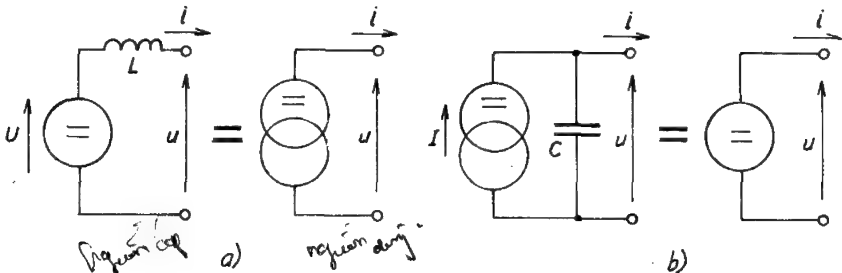
Đối với nguồn áp :

- Không được nối trực tiếp các nguồn có điện áp khác nhau.
- Không được ngắn mạch nguồn áp.
- Cho phép hở mạch nguồn áp.

Đối với nguồn dòng :

- Không được nối trực tiếp các nguồn dòng khác nhau.
- Không được hở mạch nguồn dòng.
- Cho phép ngắn mạch nguồn dòng.

Nên lưu ý rằng điện cảm đóng vai trò nguồn dòng vì dòng điện qua nó không bị gián đoạn. Tụ điện đóng vai trò nguồn áp vì điện áp không bị gián đoạn.



Hình 10.2. Chuyển đổi giữa các nguồn

Khi cần nối hai nguồn cùng loại, bộ biến đổi phải được nối qua mạch liên hệ không trực tiếp, nghĩa là phải thông qua một phần tử tích phóng năng lượng đóng vai trò của nguồn trung gian. Khi mắc nối tiếp hai nguồn áp phải thông qua một điện cảm, còn khi nối hai nguồn dòng phải qua một tụ điện.

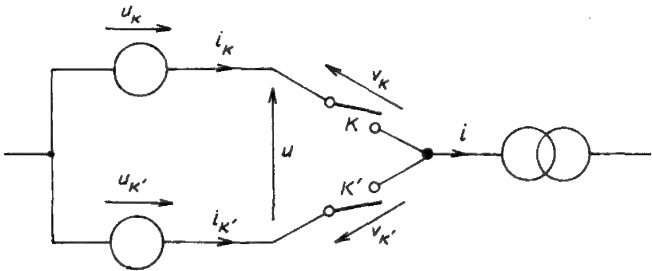
Để đảm bảo khả năng đảo chiều của các nguồn dòng và nguồn áp, các linh kiện bán dẫn trong bộ biến đổi phải có đặc tính đảo chiều, nghĩa là đặc tính vôn–ampe của chúng phải có khả năng thay đổi trong cả bốn góc phần tư của đặc tính $u(i)$.

10.2. SỰ CHUYỂN MẠCH

Trong điện tử công suất, đòi hỏi các phần tử bán dẫn công suất làm thay đổi một cách chu kỳ mạch điện và đóng vai trò như một khóa chuyển mạch ở trạng thái đóng hay mở theo một tuần tự xác định. Sự chuyển mạch dòng điện được xem là chuyển đổi dòng điện từ nhánh này sang nhánh kia.

10.2.1. PHẦN TỬ TRONG QUÁ TRÌNH CHUYỂN MẠCH

Để nghiên cứu quá trình chuyển mạch từ nhánh K sang nhánh K', ta xét một phần tử nguyên tố trên hình 10.3.



Hình 10.3. Phần tử chuyển mạch nguyên tố

Giả thiết mở khóa K và đóng khóa K' làm cho dòng điện i_K chuyển từ i về 0, và i_K từ 0 đến i . Hai nhánh là hai nguồn áp (lý tưởng hoặc không lý tưởng); i phải là nguồn dòng.

Ta có thể phân chia thành hai loại chuyển mạch. Để đơn giản hóa việc biểu diễn quá trình chuyển mạch từ K sang K', ta giả thiết trong suốt quá trình chuyển mạch :

- Điện áp u bằng $v_K - v_{K'}$ không đổi và bằng U ;
- Dòng điện i không đổi bằng I ;
- Biến thiên của v_K , $v_{K'}$ và biến thiên dòng điện i_K và $i_{K'}$ tuyến tính.

Nếu không thỏa mãn các giả thiết trên thì việc mô tả và kết luận các hiện tượng chuyển mạch không chịu ảnh hưởng, chỉ có dạng sóng trong quá trình chuyển mạch trên hình 10.4 và 10.5 thay đổi một chút.

Tùy theo dấu của I và U , có bốn khả năng :

$$I > 0 \text{ và } U > 0;$$

$$I > 0 \text{ và } U < 0;$$

$$I < 0 \text{ và } U > 0;$$

$$I < 0 \text{ và } U < 0.$$

Ta chỉ cần nghiên cứu hai khả năng đầu tiên là đủ, hai trường hợp sau tương tự với điều kiện thay đổi vị trí K và K' và đảo chiều dương của dòng điện trong các khóa chuyển mạch và điện áp trên cực của chúng.

10.2.2. CHUYỂN MẠCH TỪ K SANG K' VỚI U VÀ I DƯƠNG

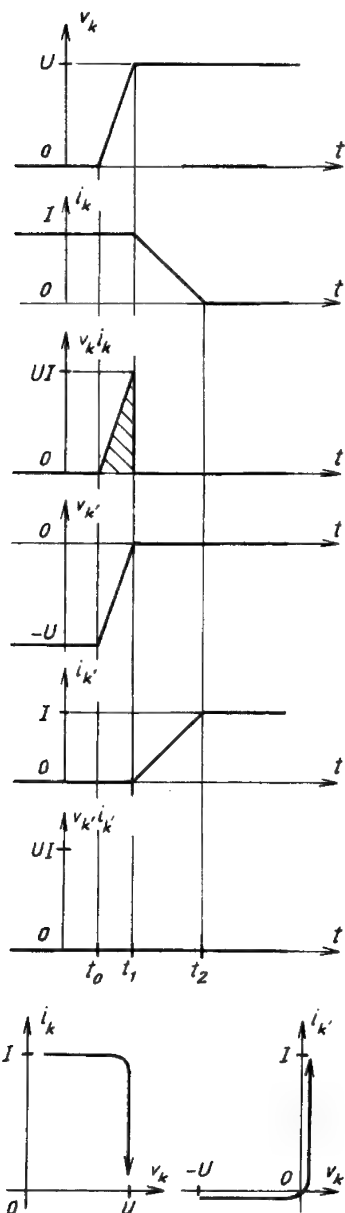
Khi K dẫn, điện áp trên các cực của K' bằng $-U$, nghĩa là âm (hình 10.4). Khóa này không thể cho dòng điện dương chạy qua.

Việc chuyển mạch bắt đầu từ $t = t_0$ đến $t = t_1$, điện áp v_K tăng từ 0 đến $+U$. Trong khoảng này i_K bằng I , $i_{K'}$ bằng 0 còn $v_{K'}$ tăng từ $-U$ đến 0.

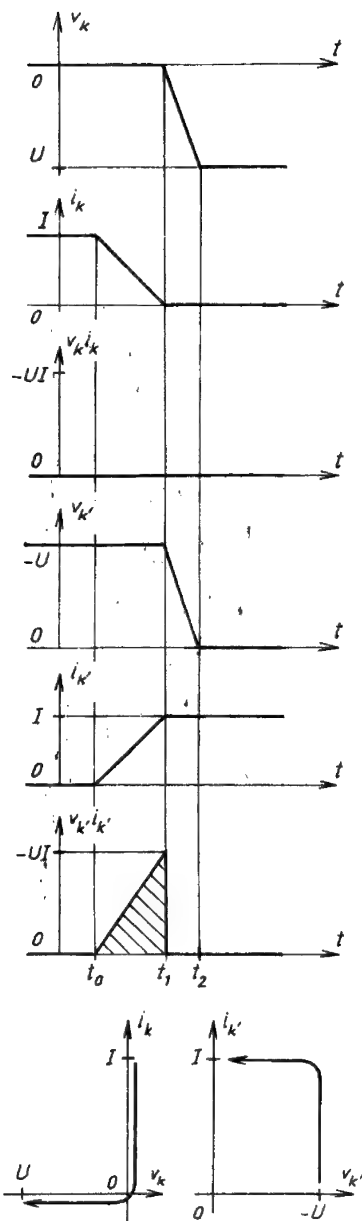
Khi v_K triệt tiêu, khóa K' có thể dẫn. Trong khoảng dòng điện i_K tăng từ 0 đến I ứng với khoảng $t_1 \div t_2$. Dòng $i_{K'}$ giảm từ I về 0, v_K vẫn bằng U , còn $v_{K'}$ bằng 0. Tại thời điểm $t = t_2$, sự chuyển mạch của I kết thúc.

Ta nhận thấy :

- K mở có điều khiển ;
- K' đóng tự phát.



Hình 10.4. Chuyển mạch từ K đến K' khi U, I dương



Hình 10.5. Chuyển mạch từ K đến K' khi I dương, U âm

Khóa K trước khi mở có điều khiển phải có tính chất như một tranzito, còn khóa K' có tính chất như một diôt. Nếu dòng điện I được chuyển mạch bằng diôt như đa số trường hợp sẽ không có vấn đề gì. Nhưng nếu I được chuyển mạch bằng linh kiện bán dẫn có điều khiển kiểu tiristo thì K' phải có đặc tính như một diôt, nghĩa là phải chuyển sang trạng thái dẫn ngay sau khi điện áp trên cực của nó trở thành dương.

Cần điều khiển mở khóa đồng thời để đảm bảo mở có điều khiển và đóng tự phát.

10.2.3. CHUYỂN MẠCH TỪ K SANG K' VỚI I DƯƠNG VÀ U ÂM

Khi khóa K dẫn, điện áp trên cực của nó không thể trở thành âm khi dòng điện dương qua nó chưa triệt tiêu (hình 10.5) .

Sự chuyển mạch bắt đầu trong khoảng (t_0, t_1) , khi đó i_K giảm từ I về 0, còn $i_{K'}$ tăng từ 0 đến I, trong khi v_K bằng 0 và $v_{K'}$ bằng $-U$.

Khi i_K triệt tiêu, điện áp v_K có thể từ 0 đến U và $v_{K'}$ từ $-U$ đến 0. Cuối khoảng (t_1, t_2) sự chuyển mạch kết thúc.

Ta nhận thấy :

- K mở tự phát ;
- K' đóng có điều khiển.

Khóa K' phải được đóng có điều khiển, kiểu tranzito hoặc tiristo.

Khóa K khi chuyển mạch tác động như một diôt. Nếu K là một diôt sẽ không có vấn đề gì. Khi K là một tiristo cũng không xảy ra vấn đề gì, bởi vì nó vẫn dẫn sau khi không còn dòng điều khiển, như trong trường hợp bộ chỉnh lưu.

Tuy nhiên nếu K là một tranzito, cần phải đảm bảo kết thúc tín hiệu điều khiển đóng K phủ lên đầu tín hiệu điều khiển đóng K', bởi vì K còn tiếp tục dẫn trong khi dòng điện tăng trong K'.

Nhân xét :

Để trình bày nguyên lý bộ biến đổi và xác định các đặc tính quan hệ giữa các đại lượng vào và ra, ta có thể bỏ qua hiện tượng chuyển mạch, nghĩa là giả thiết sự chuyển mạch xảy ra tức thời.

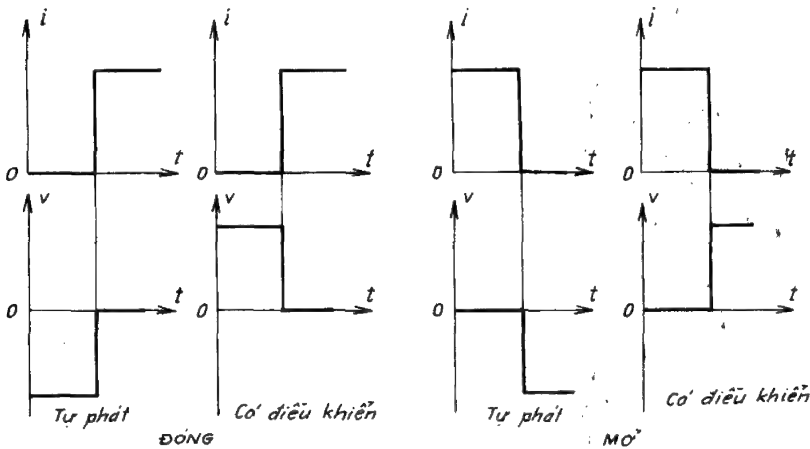
Trên hình 10.6 các chuyển mạch dòng điện và điện áp xuất hiện các điểm gián đoạn với bốn trường hợp có thể xảy ra.

Trên hình 10.4 và 10.5, phần gạch chéo biểu diễn năng lượng tiêu tán trong khóa chuyển mạch khi thực hiện mở hoặc đóng có điều khiển.

Trong trường hợp đầu tiên : $i_K = I$ trong khi v_K tăng

Trong trường hợp thứ hai : $v_K = |U|$ trong khi i_K tăng.

Các chuyển mạch có điều khiển này gọi là "chuyển mạch cứng". Để giảm tổn hao chuyển mạch phải thực hiện "chuyển mạch mềm", sẽ được xét ở cuối chương.



Hình 10.6. Chuyển mạch tức thời

10.3. BỘ ĐIỀU ÁP MỘT CHIỀU TRỰC TIẾP

Ta ký hiệu u, i là điện áp và dòng điện vào ; u', i' là điện áp và dòng điện ra ; U, I, U', I' là các giá trị trung bình của u, i, u' và i' .

Nếu bỏ qua tổn hao của bộ băm công suất trung bình ở đầu vào và đầu ra như nhau. Trong bộ băm, trực tiếp không có phần tử tích lũy năng lượng, do đó công suất tức thời đầu ra và đầu vào bằng nhau :

$$u.i = u'i' .$$

10.3.1. BỘ BẮM NỐI TIẾP

Bộ băm nối tiếp điều khiển dòng điện bằng :

- nguồn áp ;
- tải nguồn dòng.

10.3.1.1. Nguyên lý

Đầu tiên ta giả thiết nguồn và tải lý tưởng. Hình 10.7a giải thích bằng hai khóa K_1 và K_2 . Hai khóa một đóng, một mở và không bao giờ đóng, mở đồng thời để nguồn áp không bị ngắn mạch và tải nguồn dòng không bị hở mạch. Khi đóng K_1 làm cho i_{K1} bằng I' , i'_{K2} bằng không, v_{K1} bằng không, v_{K2} bằng $-U$. Khi đóng K_2 làm cho i_{K1} bằng không, i_{K2} bằng I' , v_{K1} bằng $+U$, v_{K2} bằng không. Trên hình 10.7b cho thấy K_1 phải được đóng và mở có điều khiển, còn K_2 có thể là một diốt đơn giản.

Ta đi đến sơ đồ nguyên lý ở hình 10.7c, bộ băm tạo nên bởi một tranzito T và một diốt D. Hình 10.7d trình bày dạng sóng điện áp ra u' và dòng điện vào i , dòng điện trong T và D và các điện áp trên cực của nó.

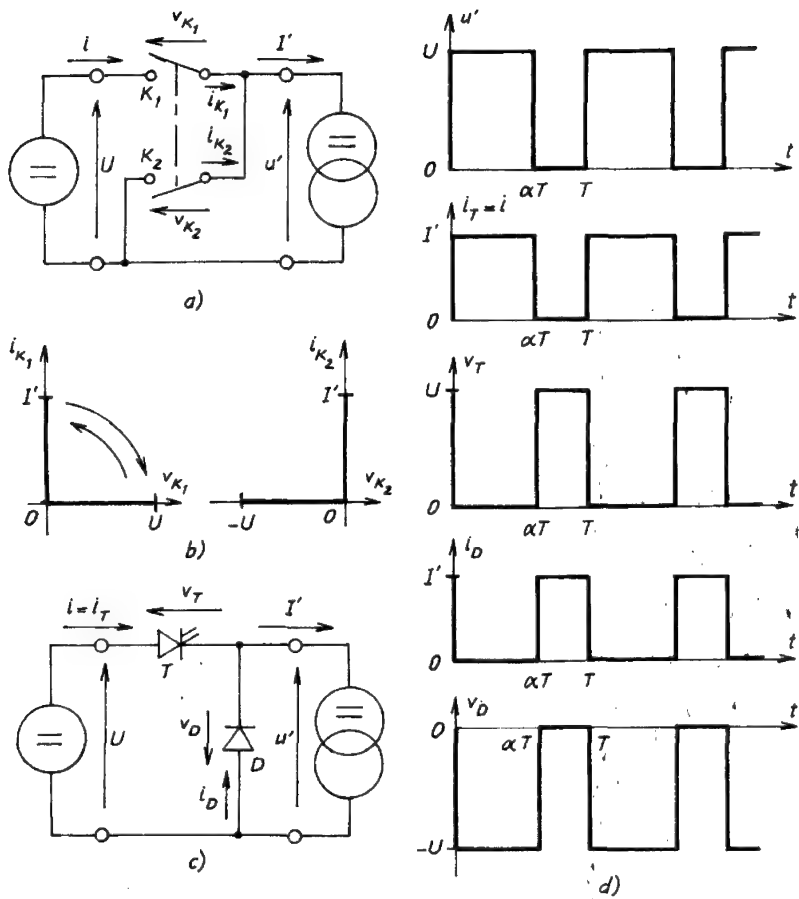
Sơ đồ chi tiết của bộ băm điện áp một chiều cho trên hình 10.8, trong đó T_p là tiristo chính, T_a là tiristo phụ dùng để đặt điện áp ngược trên tụ điện C nhằm khóa tiristo chính. D_C và L_C cùng với C tạo thành mạch nạp cho tụ C ; D là diốt thoát.

Trạng thái ban đầu tiristo chính T_p và tiristo phụ T_a đều bị khóa. Tụ điện C được nạp với cực tính dương ở phía trên như ở hình 10.8.

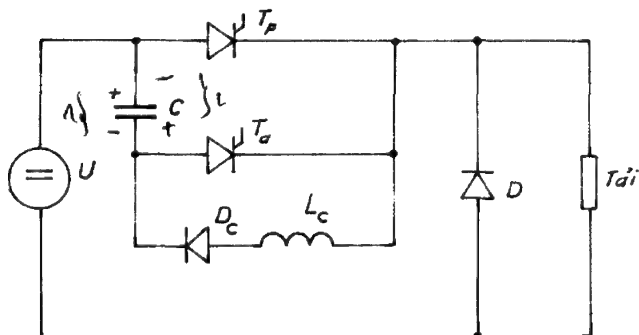
Cho xung mở tiristo chính làm nó chuyển trạng thái dẫn, dòng điện từ cực dương của nguồn qua T_p qua tải và trở về cực âm. Đồng thời tụ C phóng điện qua $C-T_p-L_C-D_C-C$ và được nạp với cực tính ngược lại. Điện áp trên tải bằng điện áp nguồn.

Bây giờ phát xung mở tiristo phụ T_a . Khi T_a mở, đặt điện áp âm của tụ C lên hai cực của tiristo chính, khiến cho T_p bị khóa, điện áp trên tải bằng không.

Nếu tiếp tục phát xung mở tiristo chính T_p làm cho T_p mở và chu kỳ mở-khóa lại tiếp tục như trước.



Hình 10.7. Bộ chỉnh lưu nối tiếp



Hình 10.8. Mở và khóa bộ chỉnh lưu

Trên hình 10.7d ta nhận thấy :

Khi T dẫn : $u' = U$, $i = I'$

$$v_T = 0 \text{ , } i_T = I' \text{ , } v_D = -U \text{ , } i_D = 0$$

Khi K mở : $u' = 0$, $i = 0$

$$v_T = +U' \text{ , } i_T = 0 \text{ , } v_D = 0 \text{ , } i_D = I'.$$

Gọi T là chu kỳ hoạt động, $\alpha.T$ là khoảng thời gian dẫn của tranzito, điện áp ra có giá trị trung bình :

$$U' = \alpha.U$$

trong đó α là tỷ số chu kỳ : $\alpha = \frac{T_{\text{mở}}}{T_{\text{mở}} + T_{\text{khóa}}}$

Khi α biến thiên từ 0 đến 1 thì U' biến thiên từ 0 đến U. Giá trị trung bình của điện áp trên tải được thay đổi bằng cách thay đổi chu kỳ mở và khóa bộ băm.

10.3.1.2. Đặc tính của bộ điều áp một chiều khi tải bất kỳ

Vì tải nguồn dòng không phải là điện cảm vô cùng lớn, điện áp tải u' có dạng hình chữ nhật, dòng điện tải i' tìm được bằng cách giải phương trình vi phân của mạch.

- Nếu tải R-L ta có :

Khi $0 < t < \alpha.T$, tranzito liên hệ đầu vào và đầu ra qua phương trình :

$$R.i' + L \cdot \frac{di'}{dt} = U \text{ ,}$$

ng nghiệm của nó bằng :

$$i' = \frac{U}{R} + \left(i'_0 - \frac{U}{R} \right) e^{-t/\tau} \text{ , với } \tau = \frac{L}{R} \quad (10.3)$$

Khi $\alpha.T < t < T$, diôt thoát ngắn mạch tải :

$$i' = i'_{\alpha.T} e^{-(t - \alpha T)/\tau} \quad (10.4)$$

Dòng điện i' tăng trong khoảng đầu tiên và giảm trong khoảng thứ hai như trên hình 10.9. Vì sự liên tục của dòng điện và tính chu kỳ của nó, ta suy ra :

$$i'_{\alpha T} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\alpha T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} \text{ và } i'_0 = i_{\alpha T} e^{-(1-\alpha)T/\tau} \quad (10.5)$$

Dòng điện i' có trị trung bình :

$$I' = \frac{U'}{R} = \frac{\alpha \cdot U}{R} \quad (10.6)$$

Biến thiên dòng điện $\Delta i'$ cho bởi :

$$\Delta i' = i'_{\alpha T} - i'_0 = \frac{\alpha \cdot U}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\alpha T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} \left(1 - e^{-(1-\alpha)T/\tau} \right) \quad (10.7)$$

Ở giá trị U/R và τ đã cho, sự đập mạch cực đại của dòng điện ở $\alpha = 0,5$ và bằng :

$$\Delta i'_{\max} = \frac{U}{R} \cdot \text{th} \frac{T}{4\tau} \quad (10.8)$$

Khi τ rất nhỏ so với T , ta có :

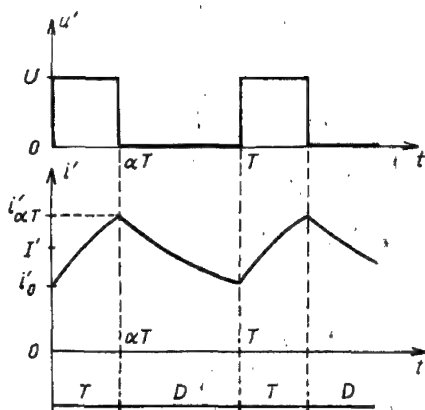
$$\Delta i'_{\max} \approx \frac{U}{R} \cdot \frac{T}{4\tau} \quad (10.9)$$

Nếu điện cảm của tải L không đủ để giảm sự đập mạch của dòng điện i' , ta cần tăng τ , nghĩa là cần

tăng L . Điều này có nghĩa là cần phải bổ sung thêm một điện cảm nằm giữa bộ băm và tải. Muốn cho dòng tải ít nhấp nhô cần tăng tần số băm $f = 1/T$. Thông thường tần số băm cỡ 200 Hz đến 400 Hz.

Nếu tải có nguồn, nghĩa là ngoài thông số R và L còn có sức điện động E' , để cho nguồn áp U có thể phát công suất cho tải thì E' phải nhỏ hơn U . Ngay cả khi dòng điện gián đoạn, dòng điện qua diốt i_D triệt tiêu trong khoảng $\alpha \cdot T < t < T$, do vậy $U' > \alpha \cdot U$.

Ở giá trị E' đã cho, sự dẫn điện sẽ gián đoạn khi I' giảm nhỏ, đặc biệt khi I' gần bằng 0 và giá trị trung bình U' tiến tới U .

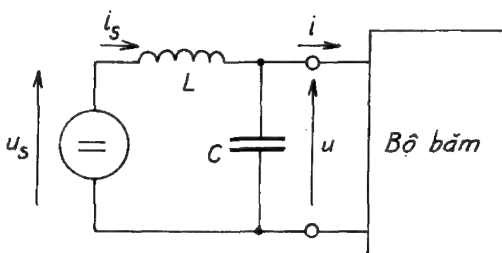


Hình 10.9. Dòng điện tải khi tải $R-L$

Nếu mong muốn điện áp ra không có dạng hình chữ nhật nhưng với sự nhấp nhô không đáng kể, cần có bộ lọc đầu ra của bộ băm, ví dụ một điện cảm mắc nối tiếp và tụ điện mắc song song với tải. Trong trường hợp này cả bộ băm và bộ lọc tương đương với nguồn áp có trị trung bình điều chỉnh được. Bộ lọc sẽ gọn nhẹ hơn nếu tần số băm $f = 1/T$ càng cao.

10.3.1.3. Cải thiện máy phát đầu vào

Nguồn cung cấp cho bộ băm phải là nguồn áp, có nghĩa là tổng trở trong của nguồn phải càng nhỏ càng tốt. Nếu không ta phải sử dụng một tụ điện C ở đầu vào bộ băm. Ngoài tụ C người ta cũng thường mắc thêm điện cảm L và tổ hợp $C-L$ tạo nên bộ lọc đầu vào như ở hình 10.10.



Hình 10.10. Bộ lọc đầu vào

Bộ lọc này có hai tác dụng :

- Giảm sự nhấp nhô của điện áp u vào bộ băm.
- Giảm sự nhấp nhô dòng điện i_s do nguồn áp cung cấp.

10.3.2. BỘ ĐIỀU ÁP MỘT CHIỀU SONG SONG

Bộ điều áp một chiều song song điều khiển bởi :

- Máy phát là nguồn dòng trong một tải nguồn áp.

Sơ đồ khóa chuyển mạch song song được cho trên hình 10.11a.

Khóa K_1 cho phép liên hệ giữa nguồn và tải, còn khóa K_2 đóng mạch nguồn dòng khi K_1 mở.

Khi K_1 đóng thì : $v_{K1} = 0$, $i_{K1} = I$, $v_{K2} = +U'$, $i_{K2} = 0$.

Khi K_2 đóng thì : $v_{K1} = -U'$, $i_{K1} = 0$, $v_{K2} = 0$, $i_{K2} = I$.

Theo đặc tính đóng mở trên hình 10.11b, cần thay K_1 bằng một điốt và K_2 bằng một tranzito. Sơ đồ nguyên lý của bộ điều áp một chiều song song cho trên hình 10.11c.

Hình 10.12 là biểu đồ dạng sóng dòng điện và điện áp ứng với các giá trị α .

Khi $0 < t < \alpha.T$, tranzito dẫn :

$$u = 0, i' = 0$$

$$i_D = 0, v_D = -U', v_T = 0, i_T = I.$$

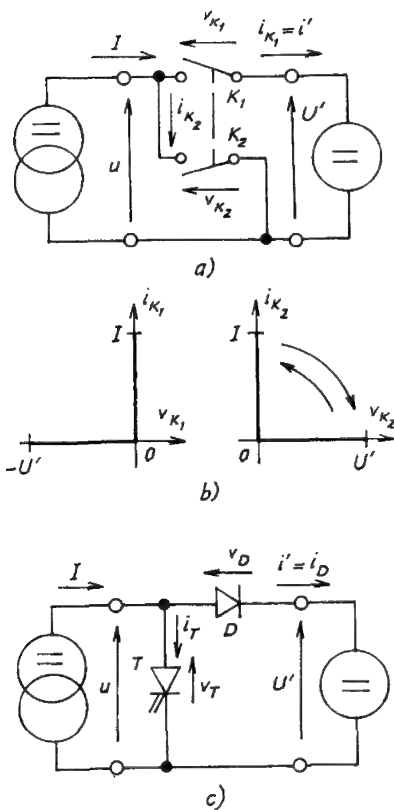
Khi $\alpha.T < t < T$, diôt dẫn :

$$u = U', i' = I$$

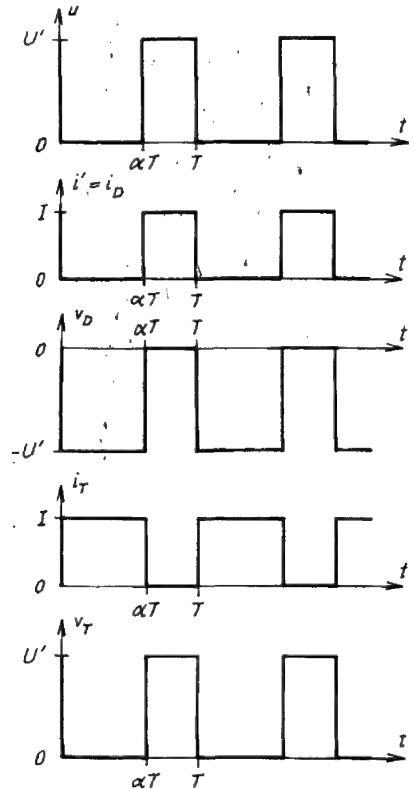
$$i_D = I, v_D = 0, i_T = 0, v_T = +U'.$$

Trị trung bình của điện áp vào :

$$U = (1 - \alpha)U' \quad (10.10)$$



Hình 10.11. Bộ băm song song



Hình 10.12. Dạng sóng dòng điện, điện áp

Khi α biến thiên từ 1 đến 0 thì U sẽ từ 0 đến U' . Cũng như trong trường hợp bộ băm nối tiếp, do điện cảm của nguồn dòng bị hạn chế làm cho dòng điện i sẽ nhấp nhô.

- Nếu dẫn điện liên tục ta nhận thấy, khi $0 < t < \alpha.T$ có phương trình :

$$R.i + L \cdot \frac{di}{dt} = E$$

Dòng điện i tăng lên và được biểu diễn trên hình 10.13 :

$$i = i_0 + \left(\frac{E}{R} - i_0 \right) e^{-t/\tau}, \text{ với } \tau = L/R \tag{10.11}$$

Khi $\alpha.T < t < T$, ta có :

$$R.i + L \cdot \frac{di}{dt} = E - U' \tag{10.12}$$

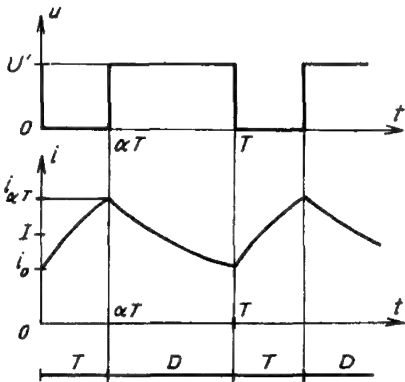
Dòng điện sẽ giảm bởi vì $E < U'$ theo phương trình :

$$i = i_{\alpha.T} + \left(\frac{E - U'}{R} - i_{\alpha.T} \right) e^{-(t - \alpha T)/\tau} \tag{10.13}$$

Dòng điện i càng ít nhấp nhô khi tỷ số chu kỳ τ/T càng lớn.

Khi giá trị trung bình I của dòng điện i không đủ lớn, dòng điện i sẽ gián đoạn, trong khoảng $\alpha.T/\tau$ dòng điện i triệt tiêu. Ở giới hạn khi I tiến tới 0 thì điện áp U sẽ tiến tới 0, không phụ thuộc vào α .

Để cho tải tác động như một nguồn áp, nghĩa là tổng trở trong của nó rất nhỏ, cần mắc song song với tải một tụ điện. Nếu ta thêm vào một điện cảm L mắc nối tiếp thì C sẽ tạo nên một bộ lọc có tác dụng san phẳng sự nhấp nhô của điện áp trên cực bộ băm, và san phẳng sự nhấp nhô của dòng điện tải.



Hình 10.13. Dạng sóng điện áp và dòng điện

Ta nhận thấy có nhiều điểm tương tự giữa bộ băm nối tiếp và song song. Đây là điều bình thường bởi vì bộ băm nối tiếp điều khiển truyền tải công suất của nguồn áp về tải là nguồn dòng, còn bộ băm song song truyền tải công suất từ máy phát là nguồn dòng về tải là nguồn áp.

10.3.3. BỘ BĂM DÒNG ĐIỆN ĐẢO CHIỀU

Trong sơ đồ có hai khóa chuyển mạch, ta có thể điều khiển sự truyền năng lượng giữa nguồn áp và nguồn dòng trong cả hai chiều với điều kiện cả hai nguồn có tính chất thuận, nghịch nghĩa là có thể đảo chiều điện áp hoặc dòng điện, hoặc đảo chiều cả điện áp và dòng điện. Ta sẽ giới hạn trong sơ đồ thông dụng nhất là bộ băm liên hệ giữa hai nguồn có đảo chiều dòng điện.

10.3.1.1. Nguyên lý

Trên sơ đồ ở hình 10.14, K_1 cho phép liên hệ giữa đầu vào và đầu ra, còn K_2 ngắt mạch nguồn dòng khi K_1 mở.

Khi I' dương và nếu K_1 đóng (trạng thái 1) :

$$v_{K1} = 0, i_{K1} = I' > 0$$

$$v_{K2} = +U, i_{K2} = 0$$

Nếu K_1 mở (trạng thái 2) :

$$v_{K1} = +U, i_{K1} = 0$$

$$v_{K2} = 0, i_{K2} = -I' < 0.$$

Khi I' âm và nếu K_1 đóng (trạng thái 3) :

$$v_{K1} = 0, i_{K1} = I' < 0$$

$$v_{K2} = +U, i_{K2} = 0$$

Còn nếu K_1 mở (trạng thái 4) :

$$v_{K1} = +U, i_{K1} = 0$$

$$v_{K2} = 0, i_{K2} = -I' > 0$$

Ta suy ra các nhánh có đặc tính và linh kiện bán dẫn thay cho khóa chuyển mạch phải là :

K_1 được thay thế bằng tranzito T_1 với một diôt D_1 nối song song ngược. Cũng vậy, K_2 được thay bằng tranzito T_2 với một diôt D_2 nối song song ngược như sơ đồ trên hình 10.14.

Ta nhận thấy, sơ đồ ở hình 10.14 gồm một bộ băm nối tiếp tạo bởi T_1 và D_1 phối hợp với một bộ băm song song tạo bởi T_2 và D_1 .

Khi I' dương, bộ biến đổi làm việc như một bộ băm nối tiếp, dòng điện I' lúc thì qua T_1 , lúc thì qua D_2 .

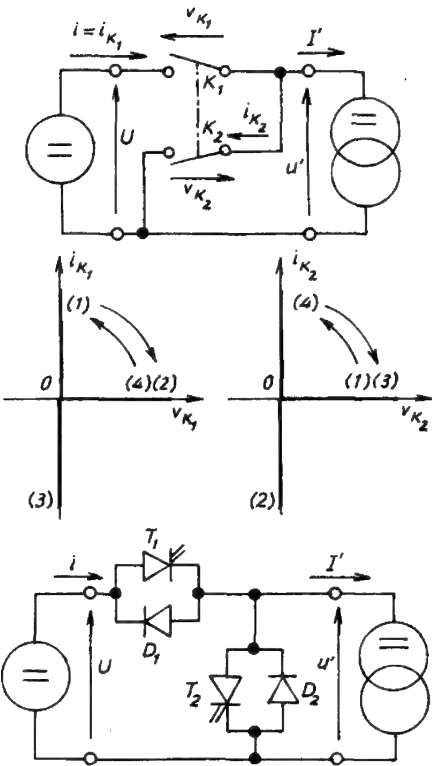
Gọi α_1 là tỷ số chu kỳ của T_1 trong mỗi chu kỳ, ta có :

$$U' = \alpha_1 U$$

Khi I' âm, bộ biến đổi tạo bởi bộ băm song song : dòng điện I' lúc thì chạy qua T_2 , lúc thì qua D_1 . Gọi α_2 là tỷ số chu kỳ, của T_2 , ta có giá trị trung bình :

$$U' = (1 - \alpha_2)U \tag{10.14}$$

Những nhận xét về bộ băm nối tiếp và bộ băm song song đối với sự nhấp nhô của dòng điện do sự hạn chế của điện cảm L của nguồn cũng giống như trường hợp các bộ băm đã trình bày ở trên. Tương tự cũng cần cải thiện đặc tính của nguồn áp.



Hình 10.14. Bộ băm đảo chiều dòng điện

Ví dụ 1.

Đặt bộ băm đảo chiều dòng điện giữa nguồn áp U một chiều có dòng điện có thể đảo chiều là ăquy, và một máy điện một chiều (nguồn E' , R , L), cho phép :

- Điều chỉnh tốc độ của máy điện một chiều,
- Cho phép làm việc ở chế độ động cơ ($I' > 0$) hoặc chế độ máy phát ($I' < 0$).

- Ở chế độ động cơ, T_1 dẫn trong khoảng $\alpha_1 T$ của chu kỳ :

$$U' = \alpha_1 U, \quad E' = U' - RI' \quad \text{với } I' > 0$$

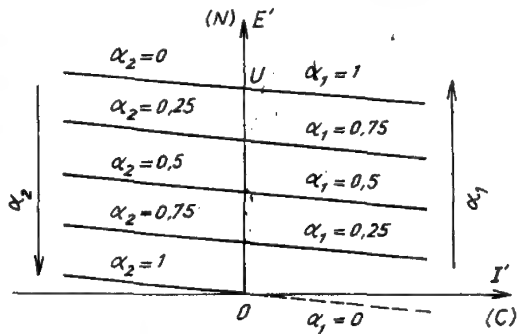
Tốc độ quay N của động cơ tỷ lệ thuận với sức phản điện E' và mômen C tỷ lệ với dòng điện I' .

- Ở chế độ máy phát, nếu T_2 dẫn trong khoảng $\alpha_2 T$ của chu kỳ :

$$U' = (1 - \alpha_2)U, \quad E' = U' - RI' \quad \text{với } I' < 0$$

Chế độ máy phát ứng với máy điện làm việc ở hãm tái sinh, khi đó máy phát nhận công suất cơ của tải, khi hãm tạo nên điện năng.

Hình 10.15 trình bày đặc tính làm việc của máy điện một chiều : $E'(I')$ hoặc $N(C)$. Trong thực tế $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, nghĩa là điều khiển đóng T_1 trong khoảng $\alpha_1 T$ và đóng T_2 trong khoảng chu kỳ còn lại.



Hình 10.15. Đặc tính làm việc của động cơ một chiều

Điều khiển này cho phép tránh được các bất thường do sự dẫn điện không liên tục ở giá trị I' nhỏ.

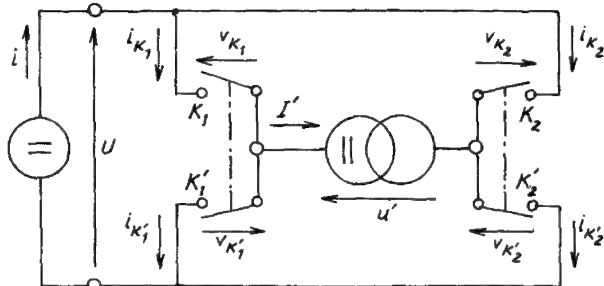
10.4. BỘ BẮM HÌNH CẦU

Cấu trúc bộ băm hình cầu gồm bốn khóa chuyển mạch tạo nên hình cầu (hình 10.16), tạo nên khả năng thực hiện hai khóa liên động,

vì cho phép liên hệ một trong các cực ra với một trong các cực vào hoặc riêng rẽ nhau.

Vì tại các thời điểm bộ bấm liên lạc trực tiếp các nguồn đầu vào và đầu ra phải có đặc tính khác nhau, nếu một nguồn là nguồn áp thì nguồn kia phải là nguồn dòng, nhưng có thể điều khiển chuyển đổi giữa các nguồn với sự đảo chiều khác nhau.

Điều khiển các khóa K_1 và K'_1 với K_2 và K'_2 phải thực hiện sao cho một nhóm đóng thì nhóm kia phải mở, sao cho nguồn áp không bao giờ bị ngắn mạch, còn nguồn dòng không bị hở mạch.



Hình 10.16. Bốn khóa chuyển mạch hình cầu

Trong số rất nhiều khả năng của cấu trúc hình cầu, một phương án thường sử dụng là bộ bấm liên hệ :

- Một nguồn áp dòng điện đảo chiều điện áp :

$$U > 0, i > 0 \text{ hoặc } i < 0.$$

- Một nguồn dòng đảo chiều dòng điện và đảo chiều điện áp :

$$I' > 0 \text{ hoặc } I' < 0 ; u' > 0 \text{ hoặc } u' < 0.$$

Chúng ta giới hạn chỉ nghiên cứu trường hợp này.

10.4.1. CÁC KHÓA CHUYỂN MẠCH CẦN SỬ DỤNG

Ta xét các chế độ khác nhau đối với khóa K_1 :

Khi K_1 đóng với $I' > 0$, $i_{K1} = I'$ dương ;

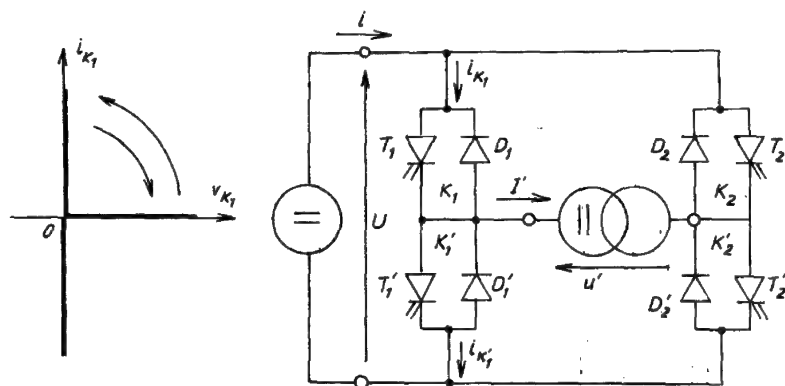
Khi K_1 đóng với $I' < 0$, $i_{K1} = I'$ âm ;

Khi K_1 mở, $v_{K1} = U$ dương.

Cần phải có khả năng đóng và mở K_1 .

Trên hình 10.17 ta thấy ba nhánh đặc trưng mà K_1 phải làm việc và các chuyển mạch cần thực hiện.

Mỗi khóa chuyển mạch cần được thực hiện bằng linh kiện bán dẫn hoặc khóa có điều khiển kiểu tranzito và một diốt nối song song ngược như ở hình 10.17.



Hình 10.17. Bộ băm hình cầu

10.4.2. TRÌNH TỰ ĐIỀU KHIỂN

Nếu muốn giảm số lượng chuyển mạch một trong bốn chế độ hoạt động :

$$u' > 0 \text{ và } I' > 0 ; u' > 0 \text{ và } I' < 0$$

$$u' < 0 \text{ và } I' > 0 ; u' < 0 \text{ và } I' < 0$$

ta chỉ cần làm việc hai bộ chuyển mạch.

- Một bộ dẫn thường xuyên, đóng vai trò khóa chuyển mạch dẫn hướng.
- Một bộ khác đóng và mở ở tần số băm của bộ băm đảm bảo việc băm điện áp.

Ví dụ, để được điện áp ra dương điều khiển thường xuyên dẫn T_2' .

- Nếu I' dương, ta băm bằng T_1 :

T_1 dẫn, I' chạy qua T_1 và T_2' thì : $u' = U$, $i = i_{T1} = I' = i_{T2'}$

T_1 khóa, I' chạy qua T_2' và D_1 thì : $u' = 0$, $i = 0$, $i_{D1} = I' = i_{T2'}$

Nếu ký hiệu α_1 là thời gian dẫn của T_1 ở mỗi chu kỳ :

$$U'/U = \alpha_1$$

- Nếu I' âm, ta bấm bằng T'_1 :

T'_1 dẫn, dòng điện $-I'$ chạy qua T'_1 và D'_2 :

$$u' = 0, i = 0, -I' = i_{T'_1} = i_{D'_2}$$

T'_1 khóa, $-I'$ chạy qua D_1 và D'_2 :

$$u' = U, -I' = i_{D_1} = -i = i_{D'_2}$$

Nếu $\alpha'_1 T$ là khoảng dẫn của T'_1 , suy ra :

$$U'/U = 1 - \alpha'_1$$

Để nhận được điện áp ra âm, ta có thể điều khiển dẫn T_2 thường xuyên :

- Nếu I' dương ta bấm bằng T_1

T_1 dẫn, I' chạy qua D_2 và T_1 : $u' = 0, i = 0$

T_1 khóa, I' chạy qua D_2 và D'_1 : $u' = -U, i = -I'$ suy ra :

$$U'/U = -(1 - \alpha_1)$$

trong đó $\alpha_1 T$ là thời gian dẫn của T_1 .

- Nếu I' âm ta bấm bằng T'_1 :

T'_1 dẫn, dòng điện $-I'$ chạy qua T'_1 và T_2 , do đó : $u' = -U, i = -I'$

T'_1 khóa, dòng điện $-I'$ chạy qua D_1 và T_2 , do đó $u' = i = 0$, suy ra :

$$U'/U = -\alpha'_1$$

trong đó $\alpha'_1 T$ là thời gian dẫn của T'_1 .

Khi tích số $U'I'$ là dương, ta lại tìm thấy sự hoạt động của bộ bấm nối tiếp. Khi $U'I'$ âm, ta thấy sự hoạt động của bộ bấm song song. Tính toán sự nhấp nhô của dòng điện ra i' cũng tương tự tính toán hai loại bộ bấm.

Để loại trừ dòng điện gián đoạn ở các giá trị $|I'|$ nhỏ, ta có thể bỏ xung điều khiển T_1 và T'_1 , nghĩa là ở mỗi chu kỳ dẫn T_1 trong khoảng $\alpha_1 T$ và T'_1 trong khoảng còn lại. Ta chỉ còn có hai luật điều khiển :

$$U'/U = \alpha_1 \text{ khi } U' \text{ dương} \quad (10.15)$$

$$U'/U = -(1 - \alpha_1) \text{ khi } U' \text{ âm} \quad (10.16)$$

10.4.3. ĐIỀU KHIỂN LIÊN TỤC

Để chỉ có một luật điều khiển duy nhất, ta tiến hành như sau :

- Ở mỗi chu kỳ T điều khiển dẫn T_1 và T'_2 trong khoảng $\alpha_1 T$.
- Điều khiển dẫn T_2 và T'_1 trong khoảng còn lại.

Khi $0 < t < \alpha_1 T$, điều khiển dẫn T_1 và T'_2 :

- nếu $I' > 0$: $i = i_{T1} = I' = i_{T2}$, $u' = U$
- nếu $I' < 0$: $i_{D'2} = -I' = i_{D1} = -i$, $u' = U$.

Khi $\alpha_1 T < t < T$, điều khiển dẫn T_2 và T'_1 :

- nếu $I' > 0$: $i_{D'1} = I' = i_{D2} = -i$, $u' = -U$
- nếu $I' < 0$: $i = i_{T2} = -I' = i_{T1}$, $u = -U$

Biểu thức giá trị trung bình của điện áp ra vẫn như cũ :

$$U' = \frac{1}{T} [\alpha_1 T \cdot U - (1 - \alpha_1) T \cdot U] \quad (10.17)$$

$$\frac{U'}{U} = 2\alpha_1 - 1 \quad (10.18)$$

Khi α_1 biến thiên từ 1 đến 0, điện áp U' biến thiên từ $+U$ đến $-U$.

Điều khiển liên tục còn tồn tại hai nhược điểm :

- Tăng gấp đôi số lượng chuyển mạch trong một chu kỳ bởi vì thay vì điều khiển linh kiện bán dẫn ở mỗi lần chuyển trạng thái ta phải điều khiển hai.

- Biến thiên điện áp ra u' có biên độ tăng gấp đôi. Điện áp này thay vì biến thiên khi từ $+U$ về 0 hoặc khi thì từ $-U$ về 0 bây giờ từ $+U$ đến $-U$. Điều này làm tăng sự nhấp nhô của dòng điện ra i' .

Tuy nhiên điều khiển liên tục tránh được thời gian chết có liên quan đến luật điều khiển và bổ sung thêm vào mỗi lần mong muốn điện áp và dòng điện ra đảo chiều nhanh chóng.

10.4.4. VÍ DỤ 2

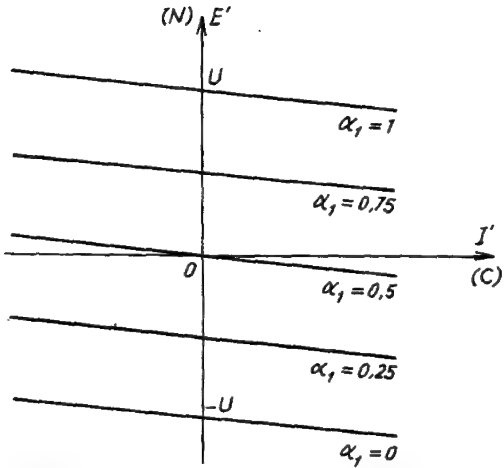
Bộ băm hình cầu ở hình 10.17 cho phép máy điện một chiều hoạt động trong bốn góc tọa độ của mặt phẳng mômen-tốc độ từ nguồn ắc quy. Phương

trình cân bằng điện áp :

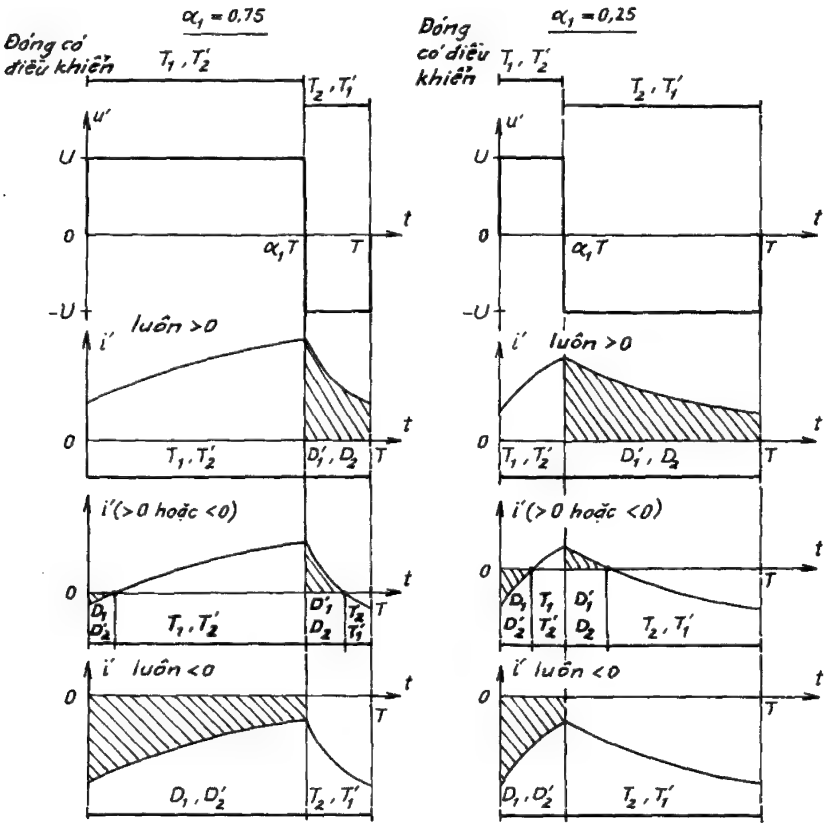
$$E' = U' - R.I'$$

trong đó E' tỷ lệ với vận tốc N ; I' tỷ lệ với mômen C .

Khi muốn đảo chiều quay nhanh chóng, ta sử dụng điều khiển liên tục. Trên hình 10.18, α_1 làm dịch chuyển đặc tính $E'(I')$ hoặc $N(C)$.



Hình 10.18. Đặc tính $E'(I)$ và $N(C)$ theo α_1



Hình 10.19. Dạng sóng dòng điện i' nhấp nhô

Máy điện một chiều làm việc ở chế độ động cơ khi E'T' hoặc CN dương. Khi E'T' hoặc NC âm, máy điện ở chế độ máy phát, thực hiện hãm tái sinh.

Có thể làm việc ở chế độ động cơ và chế độ máy phát khi máy quay thuận (E' và N dương) hoặc quay ngược (E' và N âm).

Để minh hoạ lợi ích của điều khiển liên tục, ta xét hình 10.19, dạng sóng dòng điện i' có tính đến sự nhấp nhô của dòng điện :

- Trong trường hợp dòng luôn dương;
- Trong trường hợp dòng điện lúc dương lúc âm.

và trong trường hợp dòng điện luôn âm.

Đồ thị được vẽ với $\alpha_1 = 0,75$ và $0,25$.

Ta nhận thấy rằng, mặc dù i' thế nào thì điện áp ra có giá trị trung bình luôn bằng $(2\alpha_1 - 1)U$.

10.5. ĐIỀU KHIỂN CÁC BỘ CHUYỂN MẠCH

Đầu tiên cần nhận xét rằng, đối với bốn bộ băm trực tiếp đã nghiên cứu, các chuyển mạch thuộc kiểu tranzito-diôt hoặc diôt-tranzito và không có chuyển mạch giữa hai tranzito. Bộ băm nối tiếp và song song chỉ có một tranzito và một diôt. Trong bộ băm có đảo chiều dòng điện, các chuyển mạch dương được thực hiện giữa T_1 và D_2 , còn chuyển mạch âm giữa T_2 và D_1 .

Đối với bộ băm hình cầu, các chuyển mạch dương được thực hiện giữa T_1 và D_1 , giữa T'_2 và D_2 còn chuyển mạch âm giữa T'_1 và D_1 , giữa T_2 và D'_2 . Không cần thực hiện điều khiển hai tranzito thuộc hai bộ chuyển mạch bù nhau.

10.5.1. GIAO ĐIỂM CỦA SÓNG CHUẨN VÀ ĐIỀU BIẾN

Để điều chỉnh trị trung bình của điện áp mà bộ băm nối tiếp hay song song thực hiện từ một nguồn điện áp cố định, ta có thể sử dụng một sóng điều biến M dạng răng cưa.

Điện áp này tăng tuyến tính từ 0 đến 1 trong chu kỳ băm rồi đột ngột trở về 0.

Giá trị chuẩn là tỷ số điện áp trung bình mong muốn và điện áp nguồn.

- Đối với bộ băm nối tiếp (hình 10.20a), giá trị chuẩn $u'_w = U'/U$.

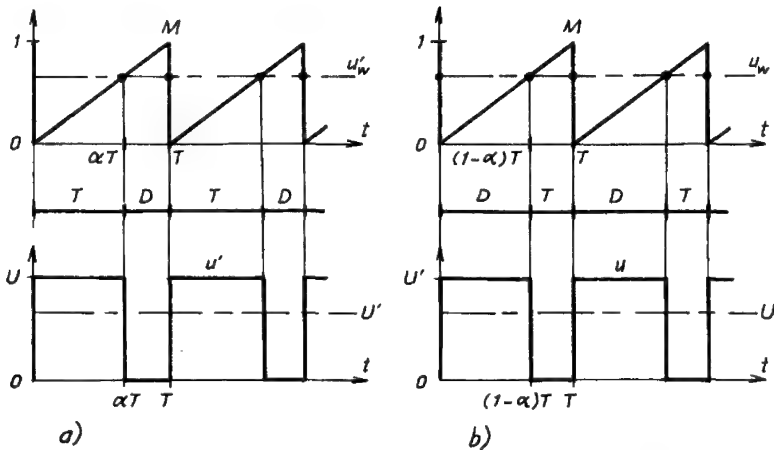
Điểm cắt của u'_w với M tăng điều khiển việc khóa tranzito T , còn giao điểm với M giảm điều khiển thông tranzito. Ta có :

$$1 - \alpha = u_w = \frac{U}{U'}$$

và do vậy :

$$U = (1 - \alpha)U'. \quad (10.19)$$

- Thay cho điều khiển các chuyển mạch bằng giao điểm của M với điện áp chuẩn tương ứng với lấy mẫu tự nhiên, ta có thể thực hiện việc lấy mẫu đồng bộ. Chuyển mạch được điều khiển bằng các giao điểm của M với các giá trị chuẩn ở đầu chu kỳ băm.

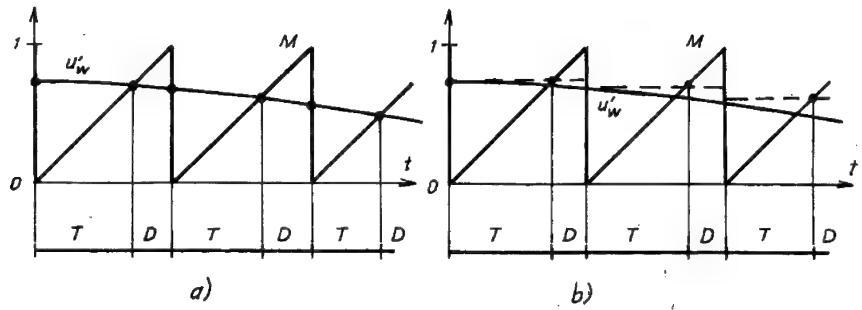


Hình 10.20. Điều khiển chuyển mạch
a) Bộ băm nối tiếp ; b) Bộ băm song song

Đối với bộ băm nối tiếp, ví dụ trên hình 10.21 biểu diễn biểu đồ dẫn của các linh kiện bán dẫn theo hai phương pháp lấy mẫu chuẩn. Sự sai khác giữa hai phương pháp rất ít nếu sự biến thiên của mẫu chuẩn rất chậm trong một chu kỳ điều biến.

Ta cũng có thể thay điều biến hình răng cưa bằng điều biến hình tam giác như ở hình 10.22. Đối với bộ băm nối tiếp, giao điểm u'_w với đường M

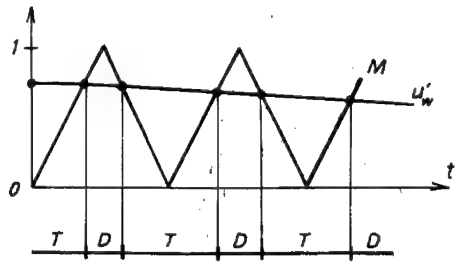
tăng điều khiển khóa, và với M giảm điều khiển thông T. Bây giờ ta có hai lần lấy mẫu trong một chu kỳ băm, ở tần số chuyển mạch đã cho đảm bảo theo chuẩn tốt hơn, nhưng việc lấy mẫu đồng bộ để thực hiện điều khiển số hơn không còn nữa.



Hình 10.21. Điều biến đồng bộ
a) Tự nhiên ; b) Đồng bộ

- Đối với bộ băm đảo chiều dòng điện ở hai khóa chuyển mạch, tính chất bù (một khóa đóng, một khóa mở) của điều khiển dẫn tới một luật điều khiển duy nhất.

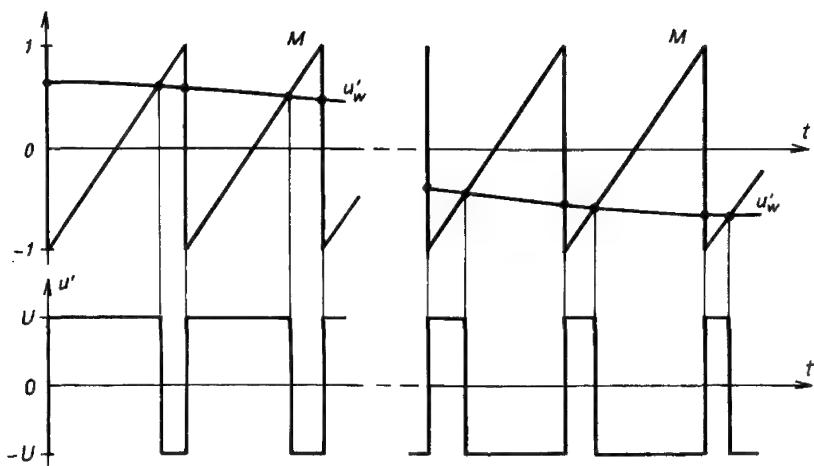
Ta có thể sử dụng cùng một sóng chuẩn và điều chế như đối với bộ băm nối tiếp, với điều kiện điểm cắt của u'_w và M tăng điều khiển khóa T_1 và thông T_2 , và giao điểm của u'_w với M giảm điều khiển khóa T_2 và thông T_1 .



Hình 10.22. Điều biến tam giác

- Đối với bộ băm hình cầu có đảo chiều dòng điện và điện áp, điều khiển liên tục ứng với điều khiển duy nhất. Tuy nhiên vì tỷ số U'/U tạo nên chuẩn đối với dòng điện hoặc điện áp dương, sóng điều biến M phải dao động giữa -1 và $+1$ như ở hình 10.23. Giao điểm của u'_w với M tăng điều khiển thông T_1 và T'_2 và khóa T_2 và T'_1 .

Giao điểm của u'_w với M giảm điều khiển mở T_2 và T'_1 , và khóa T_1 và T'_2 .

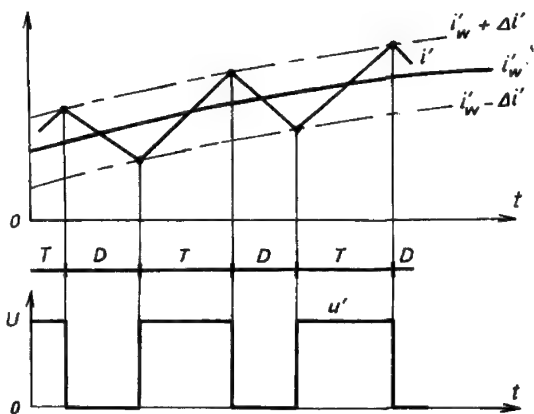


Hình 10.23. Điều khiển bộ băm hình cầu

10.5.2. ĐIỀU BIẾN DENTA

Điều biến denta bao gồm hạn chế sóng của một biến trạng thái và một biến chuẩn. Bằng biến trạng thái ta mở rộng một đại lượng không bị gián đoạn : dòng điện qua nguồn dòng hoặc điện cảm, điện áp trên các cực của nguồn áp hoặc điện dung.

Đối với bốn bộ băm đã nêu ở mục trên, ta cũng có thể điều chỉnh dòng điện i' do nguồn dòng cung cấp hoặc được nhận. Để thực hiện điều này ta sử dụng một mạch dao động có trễ, được tác động bằng hiệu giữa dòng điện chuẩn i'_w và dòng điện i do cảm biến đo được.



Hình 10.24. Điều biến denta

Ví dụ trên hình 10.24 đối với bộ băm nối tiếp :

- Khi $i' - i'_w$ đạt tới $+\Delta i'$, ta điều khiển khóa T, u' chuyển từ $+U$ về 0, dòng điện i giảm đi.

- Khi $i' - i'_w$ đạt tới $-\Delta i'$, ta điều khiển mở tranzito, u' chuyển từ 0 đến $+U$, i tăng lên.

10.5.3. ĐIỀU BIẾN SIGMA - DENTA

Ta có thể điều chỉnh giá trị trung bình của một đại lượng không phải là biến trạng thái với điều kiện tích phân sẽ làm biến mất sự gián đoạn của nó. Đây là nguyên lý của điều biến sigma-denta. Ta cũng có thể điều chỉnh điện áp trên cực của nguồn dòng bộ băm.

Đối với bộ băm nối tiếp cho trên hình 10.25, điện áp ra u' được trừ từ điện áp chuẩn u'_w .

- Khi tranzito T thông, $u' = U > u'_w$, $u'_w - u$ âm. Tích phân Ψ của $u'_w - u$ giảm đi. Khi đạt tới ngưỡng $-\Delta\Psi$, dao động có trễ điều khiển khóa T.

- Khi T đã bị khóa, $u' = 0$, $u'_w - u$ dương, tích phân của nó Ψ sẽ tăng. Khi đạt tới $+\Delta\Psi$ dao động điều khiển mở T.

Lưu ý : Các điều khiển bằng điều biến denta hay sigma-denta dẫn đến một tần số băm càng tăng nếu $2\Delta i'$ hoặc $2\Delta\Psi$ càng hẹp. Tần số này dao động giữa giá trị chuẩn và phụ thuộc vào các đặc tính của mạch dòng điện i' trong trường hợp điều biến denta.

Điều biến này thường được sử dụng trong các thiết bị công suất nhỏ, ít khi sử dụng trong các bộ biến đổi công suất lớn.

10.6. NHÓM CÁC BỘ BẮM ĐIỀU KHIỂN LỆCH NHAU

Khi điện áp vào hoặc dòng điện ra của một bộ băm đạt tới giá trị quá cao, cần tiến hành khóa chuyển mạch ngắt các nhóm linh kiện bán dẫn nguyên tố.

Bằng cách làm lệch pha điều khiển các bộ băm nguyên tố này, ở một tần số làm việc đã cho, ta nhân tần số điện áp ra trong trường hợp nhóm

song song hoặc nhân tần số của dòng điện vào. Việc nhân tần ứng với làm giảm sự nhấp nhô dòng điện, điện áp và dễ thực hiện lọc.

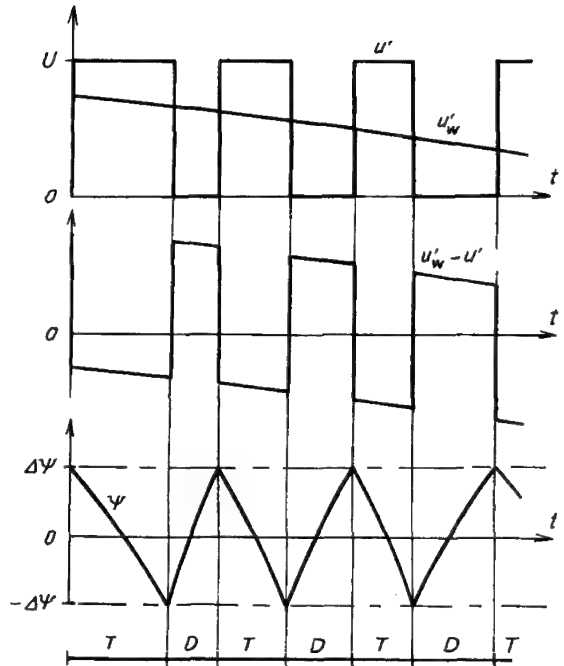
Ở đây ta hạn chế nhóm song song hai bộ băm nguyên tố, việc thực hiện song song nhiều bộ băm không gây khó khăn gì.

10.6.1. CÁC BỘ BẮM XEN KÊ

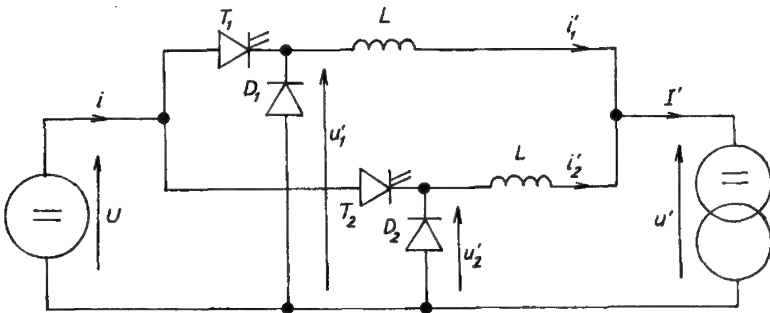
Hình 10.26 là sơ đồ nhóm hai bộ băm xen kẽ nối giữa nguồn áp U và nguồn dòng I' , giả thiết bộ băm lý tưởng.

- Gọi T là chu kỳ làm việc của các khóa chuyển mạch.
- Đóng T_1 tại $t = 0$ đến $t = \alpha.T$
- Đóng T_2 từ $t = T/2$ đến $T/2 + \alpha.T$.

với tỷ số băm α nằm giữa 0 và 1.



Hình 10.25. Điều biến sigma-denta



Hình 10.26. Bộ băm xen kẽ

Các điện áp u'_1 , u'_2 và u' liên hệ qua phương trình :

$$u'_1 = u' + L \cdot \frac{di'_1}{dt} \quad (10.20)$$

$$u'_2 = u' + L \cdot \frac{di'_2}{dt} \quad (10.21)$$

Vì di'_1/dt và di'_2/dt có giá trị trung bình bằng không, ta suy ra :

$$U'_1 = U'_2 = U' = \alpha \cdot U \quad (10.22)$$

Giả thiết hai nguồn lý tưởng công suất vào $U \cdot I$ và ra là $U' \cdot I'$, ta suy ra :

$$\frac{I}{I'} = \frac{U'}{U} = \alpha \quad (10.23)$$

Để vẽ dạng sóng ta xuất phát từ các phương trình liên hệ giữa u , u'_1 và u'_2 . Vì $i'_1 + i'_2 = \text{const}$, $L(di'_1/dt + di'_2/dt) = 0$, suy ra :

$$u' = \frac{u'_1 + u'_2}{2}$$

$$\frac{di'_1}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{u'_1 - u'_2}{2} \right) \quad (10.24)$$

$$\frac{di'_2}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{u'_2 - u'_1}{2} \right) \quad (10.25)$$

Ta xét hai trường hợp :

- Trường hợp 1 (hình 10.27a) $\alpha < 0,5$

- Khi $0 < t < \alpha \cdot T_1$, T_1 dẫn, T_2 khóa :

$$u'_1 = U, u'_2 = 0, u' = U/2$$

$$di'_1/dt = U/2L, di'_2/dt = -U/2L, i = i'_1$$

- Khi $\alpha \cdot T < t < T/2$, T_1 và T_2 đều khóa :

$$u'_1 = u'_2 = u = 0, di'_1/dt = di'_2/dt = 0, i = 0$$

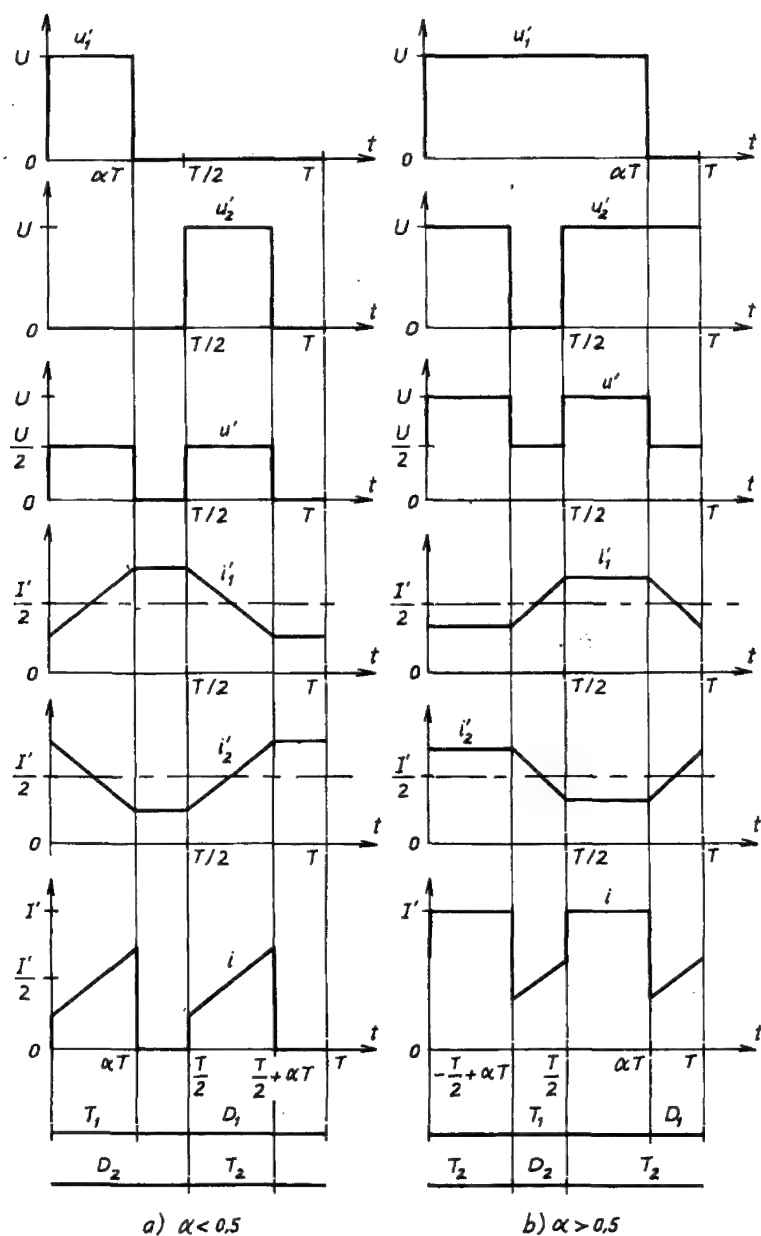
- Khi $T/2 < t < T/2 + \alpha \cdot T$, T_2 dẫn, T_1 bị khóa :

$$u'_1 = 0, u'_2 = U, u' = U/2$$

$$di'_1/dt = -U/2L, di'_2/dt = U/2L, i = i'_2$$

- Khi $T/2 + \alpha T < t < T$, T_1 và T_2 đều khóa.

$$u'_1 = u'_2 = u' = 0, di'_1/dt = di'_2/dt = 0, i = 0.$$



Hình 10.27. Bộ băm điều khiển xen kẽ

Trường hợp 2 (hình 10.27b) $\alpha > 0,5$

- Khi $0 < t < \alpha.T - T/2$, T_1 và T_2 dẫn :

$$u'_1 = u'_2 = u' = U, di'_1/dt = di'_2/dt = 0, i = I'$$

- Khi $\alpha.T - T/2 < t < T/2$, T_1 dẫn, T_2 bị khóa :

$$u'_1 = U, u'_2 = 0, u' = U/2$$

$$di'_1/dt = U/2L, di'_2/dt = -U/2L, i = i'_1$$

Nếu so sánh với bộ băm nối tiếp kinh điển thì :

- Với cùng tần số chuyển mạch, tần số biến thiên của điện áp ra và của dòng điện vào tăng gấp đôi.
- Biên độ đỉnh u' chia đôi, do vậy độ nhảy biên độ i không đổi nếu điện cảm L làm giảm độ nhấp nhô của dòng điện i'_1 và i'_2 một cách thích hợp.

10.6.2. BỘ BẮM NHIỀU MỨC

Hình 10.28 trình bày sơ đồ bộ băm ba mức ($u' = 0$, $u' = U/2$ hoặc $u' = U$). Tụ điện C liên hệ điểm mắc nối tiếp hai tranzito T_1 và T_2 , điểm mắc nối tiếp giữa hai diôt D_1 và D_2 .

Ta giả thiết nguồn áp U và nguồn dòng lý tưởng. Điện dung C phải đủ để giảm độ nhấp nhô của điện áp u_C và giá trị trung bình $U/2$.

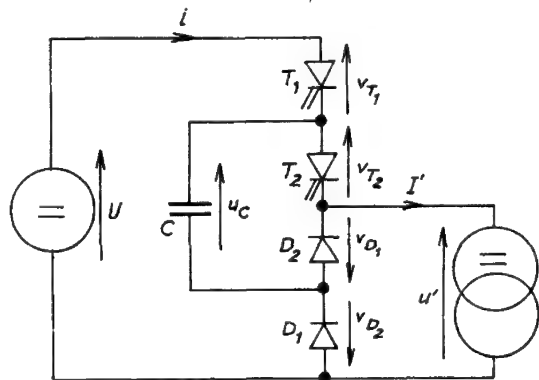
Ta đóng T_1 từ $t = 0$ đến $t = \alpha.T$; T_2 từ $t = T/2$ đến $t = T/2 + \alpha.T$;

Ở đây ta cũng cần phân biệt trường hợp tỷ số băm α nhỏ hơn 0,5 và lớn hơn 0,5.

- Trường hợp 1 : $\alpha < 0,5$ (hình 10.29a)

Khi $0 < t < \alpha.T$, T_1 thông, T_2 khóa :

Dòng điện i bằng I' chạy qua T_1 , C và D_2 làm cho C được nạp :



Hình 10.28. Bộ băm ba mức

$$v_{T1} = v_{D2} = 0, v_{T2} = u_C \approx U/2, v_{D1} = U - u_C \approx -U/2$$

$$u' = U - u_C \approx U/2, i = I'.$$

Khi $\alpha.T < t < T/2$, T_1 và T_2 đều khóa :

Dòng điện I' chạy qua D_1 và D_2 , C bị hở mạch :

$$v_{D1} = v_{D2} = 0, v_{T1} = U - u_C = U/2, v_{T2} = u_C = U/2$$

$$u' = 0, i = 0$$

Khi $T/2 < t < T/2 + \alpha.T$, T_2 thông T_1 bị khóa :

Dòng điện I' chạy qua D_1 , C và T_2 , tụ C sẽ phóng :

$$v_{D1} = v_{T2} = 0, v_{T1} = U - u_C \approx U/2, v_{D2} = -u_C \approx -U/2$$

$$u' = u_C = U/2, i = 0$$

Khi $T/2 + \alpha.T < t < T$, T_1 và T_2 bị khóa :

Ta thấy các quan hệ như khi $\alpha.T < t < T/2$.

● Trường hợp 2 : $\alpha > 0,5$ (hình 10.29b)

Khi $0 < t < \alpha.T - T/2$, T_1 và T_2 đều thông :

Dòng điện đầu vào bằng dòng điện ra. C bị hở mạch :

$$v_{D1} = -U + u_C \approx -U/2, v_{D2} = -u_C = -U/2, v_{T1} = v_{T2} = 0$$

$$u' = U, i = I'$$

Khi $\alpha.T - T/2 < t < T/2$, T_1 thông, T_2 bị khóa :

Các quan hệ giống như trường hợp $0 < t < \alpha.T$ khi $\alpha < 0,5$.

Khi $T/2 < t < \alpha.T$, T_1 và T_2 đều thông.

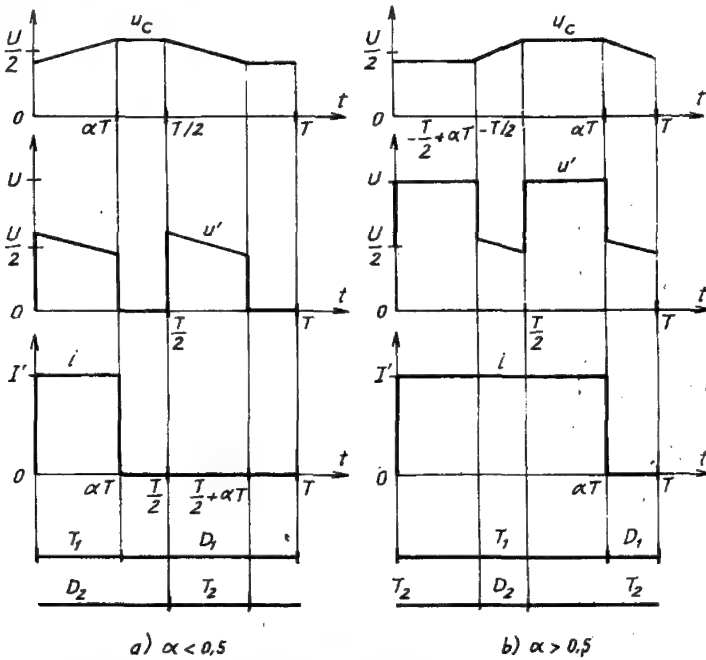
Để duy trì giá trị trung bình của u_C bằng $U/2$, cần biến đổi thời điểm phóng của tụ C so với thời điểm nạp.

Nếu tụ điện có giá trị đủ lớn, điện áp trên các cực của các tranzito bị khóa hơi khác $U/2$ một chút và điện áp trên các cực của các điôt bị khóa hơi khác $-U/2$.

Cũng như các bộ băm nối tiếp, giá trị trung bình của điện áp ra và dòng điện vào được cho bằng :

$$\frac{U'}{U} = \frac{I}{I'} = \alpha \quad (10.26)$$

Tần số điện áp ra gấp đôi tần số chuyển mạch của các linh kiện bán dẫn và chiều cao của các hình chữ nhật gần bằng $U/2$, điều này giúp cho việc lọc điện áp dễ dàng.



Hình 10.29. Đặc tính dạng sóng bộ băm ba mức

10.7. BỘ BẮM LIÊN HỆ GIÁN TIẾP

Để điều khiển việc truyền năng lượng giữa hai nguồn cùng tính chất mà không làm thay đổi tính chất của chúng, ta phải sử dụng bộ băm liên hệ gián tiếp hay bộ băm có tích lũy năng lượng. Điều này có liên quan đến phần tử tích lũy năng lượng điện cảm hoặc điện dung hoặc ở đầu vào hoặc đầu ra. Đầu vào và đầu ra không được nối trực tiếp.

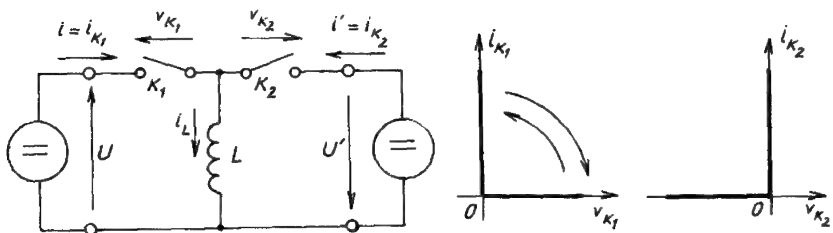
Ta sẽ hạn chế trong trường hợp các bộ băm gián tiếp có hai bộ chuyển mạch và các bộ băm không đảo chiều. Đương nhiên ta có thể thực hiện các bộ băm gián tiếp có đảo chiều nhưng chỉ trong trường hợp có hai bộ chuyển mạch, hai nguồn phải có thể đảo chiều như nhau.

10.7.1. BỘ BẮM TÍCH LŨY QUA ĐIỆN CẢM

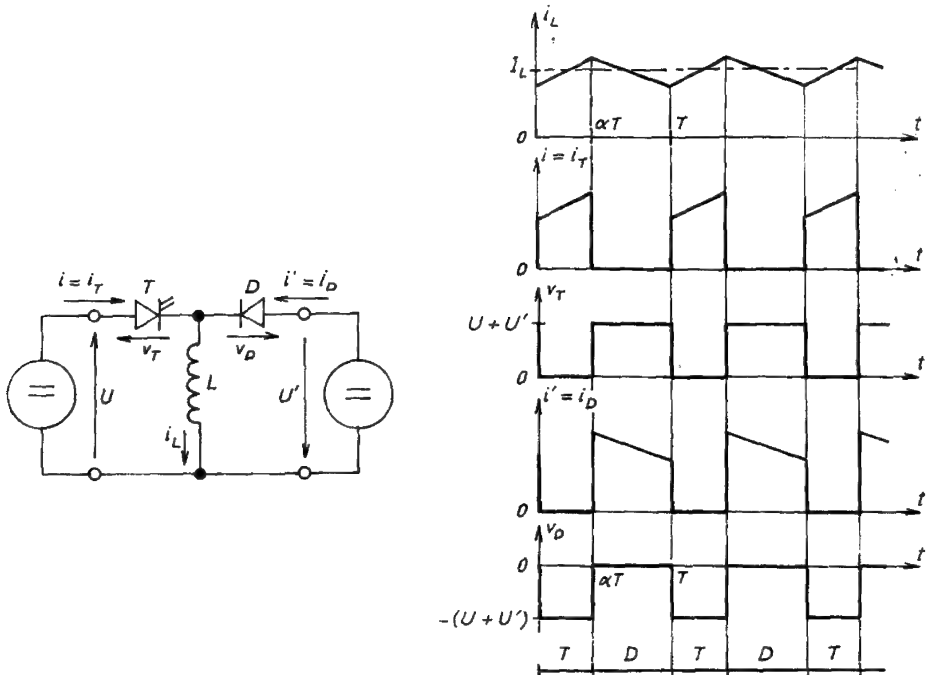
Khi bộ băm nằm giữa nguồn áp và tải nguồn áp, phần tử tích lũy năng lượng phải là điện cảm như ở hình 10.30. Hai khóa chuyển mạch phải một đóng, một mở để hai nguồn áp không bao giờ liên hệ trực tiếp với nhau và điện cảm L không bao giờ hở mạch.

Khi K_1 đóng : $v_{K1} = 0$, $i_{K1} = i_L$, $v_{K2} = -(U + U')$, $i_{K2} = 0$;

Khi K_2 đóng : $v_{K1} = +(U + U')$, $i_{K1} = 0$, $v_{K2} = 0$, $i_{K2} = i_L$.



Hình 10.30. Bộ băm tích lũy qua điện cảm



Hình 10.31. Sơ đồ và dạng sóng của bộ băm tích lũy điện cảm

Ta cần phải thay thế K_2 bằng một diôt và K_1 bằng linh kiện bán dẫn đóng mở điều khiển T. Xét sơ đồ ở hình 10.31, giả thiết điện cảm L hữu hạn.

- Khi $0 < t < \alpha.T$, T dẫn :

$$i = i_T = i_L, i' = 0, v_D = -(U + U')$$

$$\text{Vì } L \frac{di_L}{dt} = U, i_L \text{ tăng tuyến tính.}$$

- Khi $\alpha.T < t < T$, D dẫn :

$$i_L = i' = i_D, i = 0, v_T = +(U + U')$$

$$\text{Vì } L \frac{di_L}{dt} = -U', i_L \text{ giảm tuyến tính.}$$

Ở chế độ xác lập dòng điện i_L có cùng giá trị trung bình I_L trong cả hai khoảng. Từ đó suy ra trị trung bình của dòng điện vào I và dòng điện ra I' :

$$I = \alpha I_L, I' = (1 - \alpha) I_L$$

Nếu bỏ qua tổn hao bên trong bộ băm, công suất trung bình đầu vào và ra như nhau. Từ $U'I' = UI$ suy ra :

$$\frac{U'}{U} = \frac{I}{I'} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (10.27)$$

Nếu α biến thiên từ 0 đến 1, về lý thuyết U'/U biến thiên từ 0 đến vô cùng.

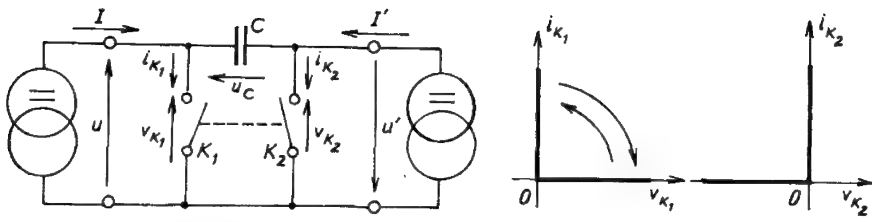
10.7.2. BỘ BẮM TÍCH LŨY NĂNG LƯỢNG QUA ĐIỆN DUNG

Nếu bộ băm liên hệ giữa hai nguồn dòng thì phần tử tích lũy năng lượng là tụ điện. Tụ điện đóng vai trò nguồn áp trung gian.

Trên hình 10.32, hai khóa chuyển mạch K_1 và K_2 phải một ở vị trí đóng và một ở vị trí mở. Trong sơ đồ nguyên lý ở hình 10.33, K_1 phải thay bằng linh kiện bán dẫn đóng-mở có điều khiển T, và K_2 được thay bằng một diôt D.

Khi $0 < t < \alpha.T$, bán dẫn có điều khiển dẫn, tụ điện cấp cho tải dòng I' không đổi, điện áp u_C giảm tuyến tính :

$$u = 0, u' = u_C$$



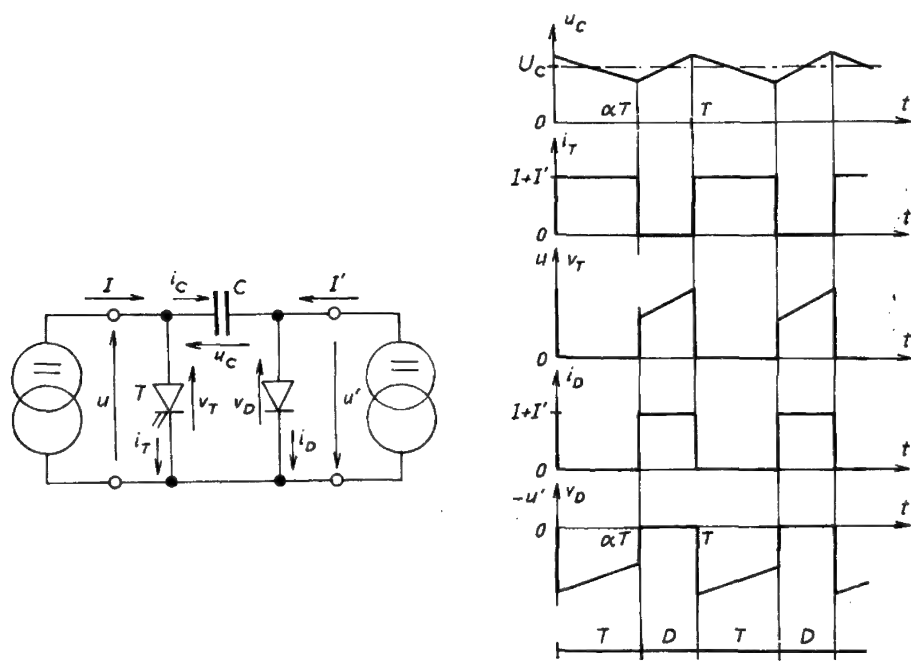
Hình 10.32. Bộ băm tích lũy qua điện dung

$$i_C = I'; \quad \frac{du_C}{dt} = -\frac{I'}{C}$$

$$i_T = I + I'; \quad v_T = 0, \quad i_D = 0, \quad v_D = -u'$$

Khi $\alpha.T < t < T$, diốt dẫn nguồn nạp cho tụ điện với dòng điện I không đổi, điện áp u_C tăng tuyến tính :

$$u = u_C; \quad u' = 0$$



Hình 10.33. Bộ băm tích lũy qua tụ điện

$$i_C = I; \frac{du_C}{dt} = \frac{I}{C}$$

$$i_T = 0; v_T = u_C; i_D = I + I'; v_D = 0.$$

Ở chế độ xác lập, giá trị trung bình U_C của điện áp trên cực C khi phóng và nạp như nhau. Từ đó suy ra giá trị trung bình U và U' của điện áp và điện áp ra bằng :

$$U' = \alpha U_C; U = (1 - \alpha)U_C \quad (10.28)$$

Nếu bỏ qua tổn hao trong bộ băm, công suất trung bình đầu vào và đầu ra như nhau :

$$\frac{U'}{U} = \frac{I}{I'} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (10.29)$$

10.8. NGUỒN ĐÓNG CẮT

Ta gọi nguồn đóng cắt (switch mode power supplies) là các bộ biến đổi một chiều cấp điện áp một chiều cho thiết bị. Nguồn này nhận năng lượng từ pin, ắc quy hoặc qua bộ chỉnh lưu diôt có lọc.

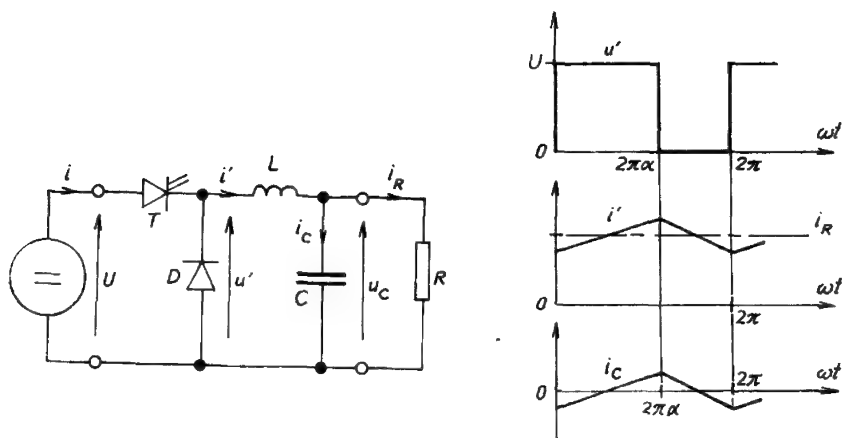
Trong nghiên cứu các nguồn đóng cắt, ta giả thiết tải thuần trở. Để giảm nhấp nhô của điện áp ra, đầu ra luôn mắc song song một tụ điện, do đó tải nguồn áp cần phải cách ly về điện giữa đầu ra và nguồn. Có thể cách ly qua máy biến áp nằm giữa lưới và bộ chỉnh lưu diôt. Máy biến áp không tham gia trực tiếp vào sự hoạt động của nguồn đóng cắt. Cấu trúc bộ băm không đảo chiều. Tuy nhiên thường có máy biến áp trong bộ biến đổi. Nguồn có máy biến áp chỉ sử dụng một tranzito, do đó là nguồn không đối xứng. Để thực hiện nguồn đối xứng cần có tối thiểu hai tranzito.

10.8.1. SƠ ĐỒ KHÔNG CÓ MÁY BIẾN ÁP

10.8.1.1. Nguồn với bộ băm nối tiếp

Sơ đồ ở hình 10.34 sử dụng một bộ băm nối tiếp từ nguồn áp cung cấp cho tải nguồn dòng, do đó cần thêm điện cảm L và RC .

Gọi ω là tần số góc tương ứng với tần số băm và α là tỷ số băm khi dẫn liên tục :



Hình 10.34. Nguồn với bộ băm nối tiếp

- Khi $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, T dẫn :

$$i = i', u' = U, u_C = U - L \frac{di'}{dt}$$

- Khi $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, D dẫn :

$$i' = 0, u' = 0, u_C = -L \frac{di'}{dt}$$

Dạng sóng vẽ khi giả thiết u_C không đổi (hình 10.34).

Vì điện áp trên điện cảm bằng không, điện áp ra u_C có giá trị trung bình cũng như u' :

$$U_C = U' = \alpha I \quad (10.30)$$

Trong thực tế vì điện trở bản thân của điện cảm, U_C giảm đi một chút khi dòng điện U_C/R tăng. Khi dòng điện bé, dòng điện không liên tục α , U_C hướng tới U khi dòng điện tiến tới 0. Để giảm sự đập mạch của điện áp ra cần tăng $LC\omega^2$.

10.8.1.2. Nguồn với bộ băm song song

Nguồn này sử dụng một bộ băm nối song song, do đó nguồn cấp phải là nguồn dòng và tải nguồn áp. Ta có thể nối trực tiếp mạch RC ở đầu ra bộ băm, nhưng vì đầu vào RC là nguồn áp U_S phải thêm điện cảm L (hình 10.35).

Khi $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, tranzito T dẫn :

$$i' = 0, i_C = -u_C/R, u = 0, L.di/dt = U_S$$

Khi $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, điôt D dẫn :

$$i' = i, i_C = i - u_C/R, u_C = u, L.di/dt = U_S - u_C$$

Từ đó suy ra dạng sóng khi dẫn điện liên tục với giả thiết u_C và i_R không đổi. Trong khoảng đầu tiên dòng điện tăng và bằng sự giảm dòng điện ở khoảng thứ hai. Ta có :

$$U_S 2\pi\alpha + (U_S - U_C) (2\pi - 2\pi\alpha) = 0$$

$$U_C = \frac{U_S}{1 - \alpha} \quad (10.31)$$

Trong thực tế, do điện trở trong r của điện cảm, khi α tăng, tỷ số U_C/U_S bằng 1 khi $\alpha = 0$, sau đó tăng lên rồi qua một cực đại và tiến tới 0 khi α tiến đến 1.

Khi dòng điện nhỏ, dòng điện không liên tục và U_C/U_S tiến tới vô cùng khi dòng điện tiến đến 0.

Khi dẫn liên tục, sự nhấp nhô của điện áp ra u_C tỷ lệ với dòng điện và tỷ lệ nghịch với ωC .

10.8.1.3. Nguồn với bộ băm tích lũy qua điện cảm

Nguồn với bộ băm tích lũy qua điện cảm cho phép tạo nên điện áp ra nhỏ hơn hoặc lớn hơn điện áp vào.

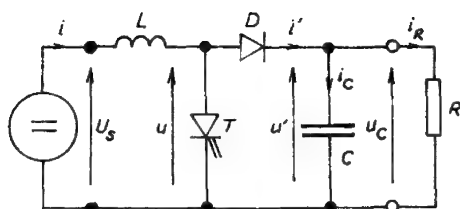
Bộ băm này phải được đặt giữa hai nguồn áp, do vậy có thể nối trực tiếp giữa đầu vào và tải RC (hình 10.36).

Đầu tiên nếu bỏ qua điện trở r của điện cảm và sự nhấp nhô của điện áp u_C , dạng sóng giống dạng sóng của riêng bộ băm ta có :

$$U' = U \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ với } U_C = U' \quad (10.32)$$

Ta có một số nhận xét :

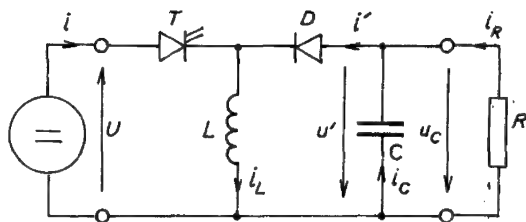
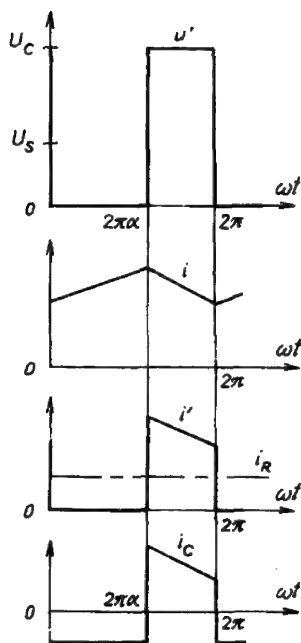
- Khi dẫn liên tục do điện trở r , tỷ số U_C/U bằng 0 khi $\alpha = 0$, đầu tiên tăng lên theo α nhưng qua cực đại rồi giảm đi và triệt tiêu khi $\alpha = 1$.



Hình 10.35. Nguồn đóng cắt với bộ băm song song

- Khi dòng điện bé, dòng gián đoạn, dòng điện trong điốt triệt tiêu trước khi khóa tranzito. Tỷ số U_C/U tiến tới vô cùng khi I_R tiến tới 0.

- Khi dẫn liên tục, sự nhấp nhô của điện áp ra u_C tỷ lệ với dòng điện và tỷ lệ nghịch với ωC .



Hình 10.36. Bộ băm tích lũy điện cảm

10.8.1.4. Nguồn với bộ băm tích lũy năng lượng điện trường

Nguồn với bộ băm tích lũy năng lượng điện trường cần thêm điện cảm L_1 ở phía trước và điện cảm L_2 ở phía sau bộ băm, bởi vì bộ băm nằm giữa hai nguồn dòng.

Nếu bỏ qua sự nhấp nhô của các dòng điện i_1 và i' và bằng giá trị trung bình, điện tích phóng của tụ C' khi T dẫn bằng điện tích nạp khi D dẫn :

$$I'\alpha = I(1 - \alpha) \quad (10.33)$$

Cân bằng công suất trung bình đầu vào và đầu ra bộ băm cho ta quan hệ giữa giá trị trung bình U và U' của các điện áp u và u' :

$$U.I = U'.I' = U'I \frac{1 - \alpha}{\alpha}, \text{ do đó :}$$

$$U' = U \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (10.34)$$

$L_1 di/dt$ và $L_2 di'/dt$ có giá trị trung bình bằng không, do đó $U = U_S$ và $U' = U_C$, suy ra :

$$\frac{U_C}{U_S} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (10.35)$$

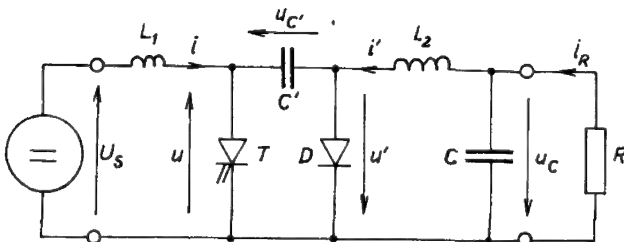
Cũng như nguồn tích lũy năng lượng từ trường :

- Ở dòng điện nhỏ, dòng không liên tục và tỷ số U_C/U_S tăng dần khi I_R tiến đến 0.

- Do có điện trở của điện cảm L_1 và L_2 , khi dẫn điện liên tục, khi α từ 0 đến 1 thì U_C/U_S tăng từ 0, qua cực đại rồi trở về 0.

Sơ đồ tích lũy năng lượng điện trường (tụ C) ít sử dụng hơn tích lũy năng lượng từ trường (L) do cần nhiều phần tử hơn, tuy nhiên sơ đồ này có ưu điểm :

- Dòng điện do nguồn cung cấp ít nhấp nhô.
- Bộ lọc đầu ra là bộ lọc bậc hai, không phải bậc một, do vậy hiệu quả hơn.



Hình 10.37. Bộ băm tích lũy năng lượng điện trường (C)

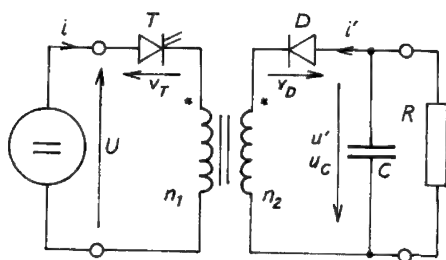
10.8.2. SƠ ĐỒ ĐỐI XỨNG CÓ MÁY BIẾN ÁP

Bốn nguồn đóng cắt nghiên cứu ở mục trên có thể liên hệ qua máy biến áp.

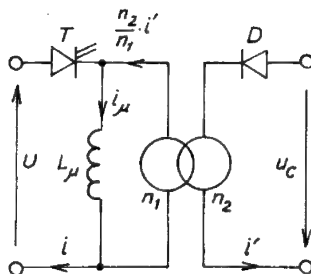
10.8.2.1. Nguồn tích lũy năng lượng điện cảm qua máy biến áp

Trong sơ đồ tích lũy điện cảm, nếu ta thay thế điện cảm L bằng máy biến áp trong đó nguồn và tranzito ở phía sơ cấp, diôt và tải ở phía thứ cấp (hình 10.38).

Nếu bỏ qua điện trở và điện kháng tản của các dây quấn, ta thay thế máy biến áp bằng một điện cảm từ hóa L_μ và máy biến áp lý tưởng tỷ số n_1/n_2 (hình 10.39). Bây giờ L_μ đóng vai trò của điện cảm tích lũy năng lượng từ trường.



Hình 10.38. Sơ đồ không đối xứng có máy biến áp



Hình 10.39. Sơ đồ tương đương của sơ đồ ở hình 10.38

Khi $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, T dẫn, dòng điện từ hóa i_μ tăng :

$$i = i_\mu, L_\mu di_\mu/dt = U$$

$$i' = 0, v_D = -u_C - U \cdot \frac{n_2}{n_1}$$

Khi $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, D dẫn, i_μ giảm :

$$i = 0, i_\mu = \frac{n_2}{n_1} i', L_\mu di_\mu/dt = -u_C \cdot \frac{n_1}{n_2}$$

$$v_T = U + u_C \cdot \frac{n_1}{n_2}$$

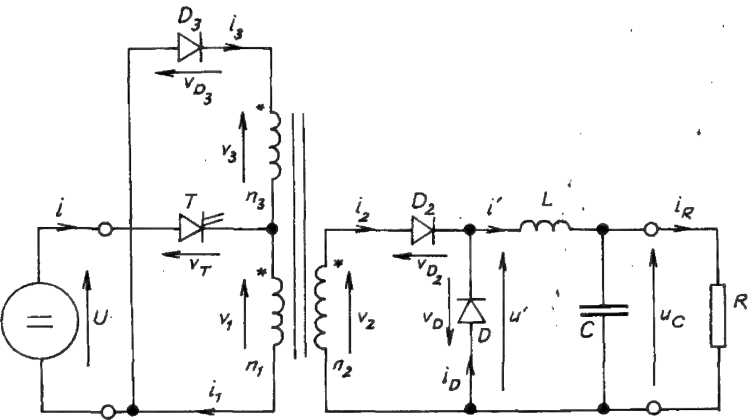
Nếu bỏ qua sự nhấp nhô của điện áp u_C và giá trị trung bình U_C , sự dẫn điện liên tục của i ở $\omega t = 0$ và $\omega t = 2\pi\alpha$ cho bởi biểu thức :

$$U_C = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot U \tag{10.36}$$

Vẫn có thể ứng dụng các công thức đối với sơ đồ không có máy biến áp.

10.8.2.2. Nguồn có bộ băm nối tiếp

Việc thêm máy biến áp vào nguồn đóng cắt sử dụng bộ băm nối tiếp phức tạp hơn một chút. Thật vậy khi tranzito dẫn nối đầu vào với đầu ra, cần phải phân cách chúng trong khoảng tranzito T bị khóa và đầu ra ngắn mạch khi diốt D dẫn, và từ thông trong mạch từ máy biến áp không thể bị gián đoạn mà tăng không ngừng. Do vậy cần bổ sung thêm diốt D_2 ngăn tụ C phóng điện trong thứ cấp. Cũng cần thêm dây quấn thứ ba, n_3 mắc nối tiếp với diốt D_3 để đảm bảo khử từ của mạch từ bắt đầu từ thời điểm khóa T, ta được sơ đồ như ở hình 10.40.



Hình 10.40. Nguồn bộ băm nối tiếp

Để đơn giản ta bỏ qua điện trở và điện kháng tán của dây quấn và giả thiết dòng i' ở đầu ra của bộ băm bằng trị số trung bình I' .

- Từ $\omega = 0$ và $\omega = 2\pi\alpha$, T thông và D_2 dẫn :

$$\begin{aligned} v_1 &= U, \quad u' = v_2 = U \cdot n_2/n_1 \\ v_3 &= U \cdot n_3/n_1, \quad v_D = -u' < 0 \end{aligned}$$

$$v_{D3} = -U - U.n_3/n_1 < 0, i_2 = I', i = i_1 = I'.n_2'/n_1 + i_3$$

Từ thông φ được tìm theo $n_1 d\varphi/dt = U$, tăng từ 0 đến $\varphi_{\max} = 2\pi\alpha U/n_1\omega$.

Gọi $L_{1\mu}$ là điện cảm từ hóa quy về sơ cấp, dòng từ hóa $i_{1\mu}$ tăng từ 0 đến $2\pi\alpha.U/n_1 L_{1\mu}\omega$.

Khi $\omega t = 2\pi\alpha$, ta mở T, do tính liên tục của từ thông và do đó sức từ động cần thiết đầu vào diốt D_3 dẫn, vì thế :

$$v_3 = -U, v_1 = -U.n_1/n_3, v_2 = -U.n_2/n_3.$$

Diốt D_2 không thể tiếp tục dẫn bởi vì sẽ dẫn đến điện áp $+U.n_2/n_3$ trên cực của diốt D. Việc khóa D_2 dẫn đến D phải dẫn để đảm bảo dòng I' liên tục.

Khóa T dẫn đến khóa D_2 , thông D_3 và D.

- Từ $\omega t = 2\pi\alpha$ đến $\omega t = 2\pi\beta$ (với $\alpha < \beta < 1$), D_3 và D dẫn :

$$v_3 = -U, v_1 = -U.n_1/n_3, v_T = U - v_1 = U\left(1 + \frac{n_1}{n_3}\right)$$

$$u' = 0, v_{D2} = v_2 = -U.n_2/n_3$$

$$i = -i_3, i_D = I'.$$

Từ thông được tính theo $n_3 d\varphi/dt = v_3 = -U$ giảm đi.

$$\varphi = \frac{U}{n_1\omega} 2\pi\alpha - \frac{U}{n_3\omega} (\omega t - 2\pi\alpha)$$

và triệt tiêu khi $\omega t = 2\pi\beta$

$$\frac{U}{n_1\omega} 2\pi\alpha - \frac{U}{n_3\omega} (2\pi\beta - 2\pi\alpha)$$

Suy ra :

$$\beta = \frac{n_3 + n_1}{n_1} \alpha$$

Để $\beta < 1$ thì $\alpha < n_1/(n_1 + n_3)$.

Dòng điện $i_3 = \varphi/L_{3\mu}$, với $L_{3\mu}$ là điện cảm từ hóa quy đổi của dây quấn thứ ba, dòng điện này triệt tiêu khi $\omega t = 2\pi\beta$ và diốt D_3 bị khóa. Từ $\omega t = 2\pi\beta$ và $\omega t = 2\pi$, diốt D chỉ dẫn :

$$i_1 = i_2 = i_3 = 0, i_D = I', v_1 = v_2 = v_3 = 0, u' = 0$$

$$v_T = U, v_{D3} = -U.$$

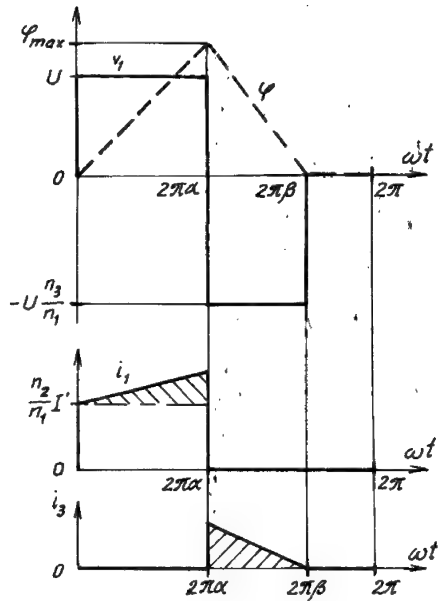
Từ đó suy ra dạng sóng như ở hình 10.41. Hai diện tích gạch chéo bằng nhau, một tỷ lệ với năng lượng từ, còn diện tích kia tỷ lệ với năng lượng khi khử từ.

Vì bỏ qua các tổn hao và $L \cdot di'/dt$ có giá trị trung bình bằng không, u_C có giá trị trung bình như u' :

$$U_C = U' = \alpha \cdot U \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (10.37)$$

- Để điện áp trên các cực tranzito bị khóa không tăng quá lớn, bằng $U + U \cdot n_1/n_3$, không giảm tỷ số n_3/n_1 quá nhiều. Tuy nhiên tăng n_3/n_1 dẫn đến tăng thời gian khử từ và làm giảm giá trị cực đại của α . Thông thường $n_3 = n_1$, do đó $\alpha < 0,5$.

Sơ đồ này thường được sử dụng, đặc biệt khi nguồn tương đối lớn ở điện áp thấp. Bộ lọc LC ở đầu ra cho phép nhận được điện áp ít nhấp nhô ở một giá trị điện dung C hợp lý.



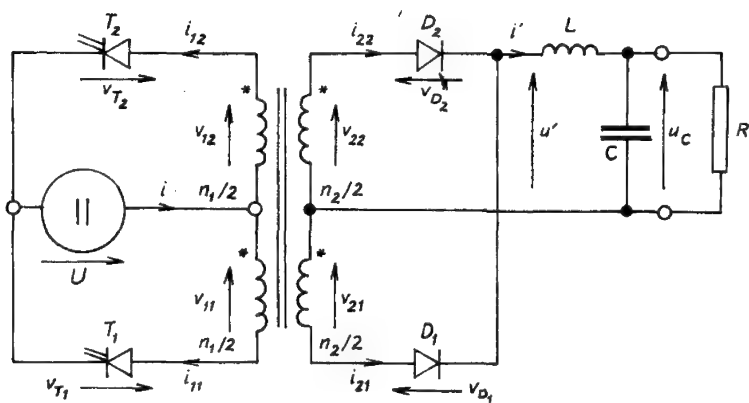
Hình 10.41. Dạng sóng từ thông và dòng điện

10.8.2.3. Sơ đồ đối xứng

Trong sơ đồ đối xứng, điện áp vào máy biến áp cũng như từ thông, điện cảm là xoay chiều. máy biến áp sử dụng tốt nhất ở một công suất đã cho. Khối lượng và kích thước máy biến áp giảm đi, nhưng cần ít nhất hai tranzito.

Sơ đồ nguyên lý cũng giống như sơ đồ trong trường hợp trước. Máy biến áp được cung cấp bằng nguồn xoay chiều, sau đó chỉnh lưu và lọc điện áp sau chỉnh lưu cung cấp cho tải. Cấu trúc kiểu nghịch lưu nhưng điều kiện hoạt động khác với điều kiện thường thấy đối với các bộ biến đổi này.

Chúng ta hạn chế chỉ nghiên cứu sơ đồ thông dụng nhất là sơ đồ đẩy kéo (push – pull) có máy biến áp điểm giữa như ở hình 10.42.



Hình 10.42. Sơ đồ đẩy-kéo

Ký hiệu ω là tần số góc cơ bản của các điện áp trên các dây quấn.

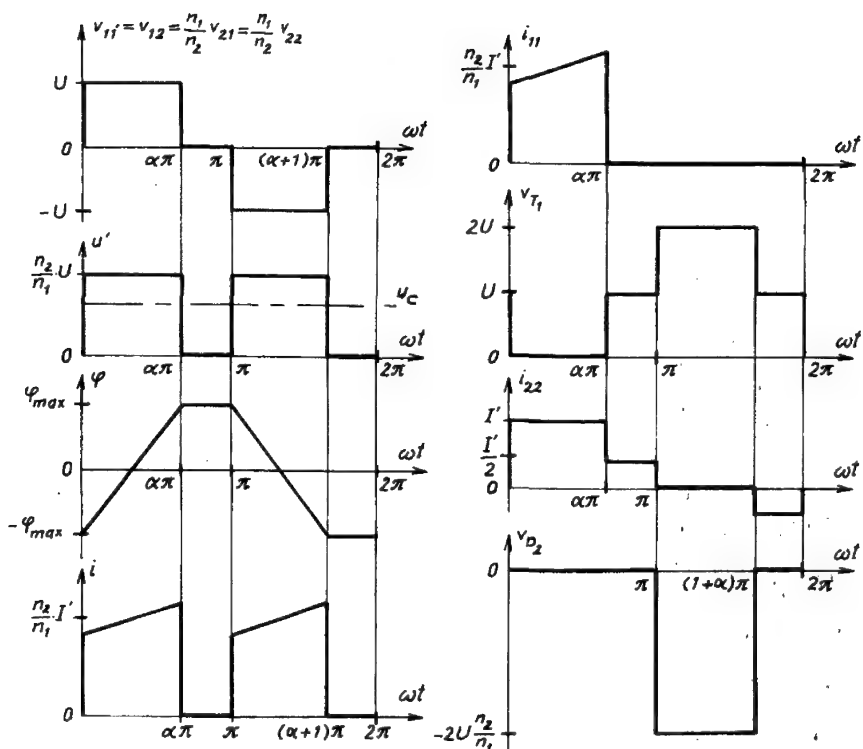
Ở chế độ dẫn điện liên tục, trong chu kỳ $2\pi/\omega$ có bốn giai đoạn hoạt động. Để đơn giản hóa ta bỏ qua điện trở và điện kháng tản của dây quấn máy biến áp và giả thiết dòng i' không đổi. Dạng sóng điện áp, từ thông và dòng điện được biểu diễn trên hình 10.43.

Khi $0 < \omega t < \pi\alpha$, tranzito T_1 dẫn. Điện áp v_{21} và v_{22} dương, diôt D_2 dẫn và D_1 bị khóa :

$$v_{11} = v_{12} = U, \quad v_{21} = v_{22} = U \frac{n_2}{n_1} = u'$$

$$v_{T2} = +2U, \quad v_{D1} = -2U \frac{n_2}{n_1}$$

$$i_{21} = 0, \quad i_{22} = I', \quad i_{12} = 0, \quad i_{11} = i = I' \frac{n_2}{n_1} + i_{1\mu}.$$



Hình 10.43. Dạng sóng điện áp, từ thông và dòng điện

Từ thông φ cho bởi phương trình :

$$\frac{n_1}{2} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = v_{11} = U = L_\mu \frac{di_{1\mu}}{dt}$$

chuyển từ $-\varphi_{\max}$ đến $+\varphi_{\max}$. Dòng điện từ hóa $i_{1\mu}$ từ $-\varphi_{\max}/L_\mu$ đến $+\varphi_{\max}/L_\mu$. Khi $\pi\alpha < \omega t < \pi$, không có tranzito nào dẫn.

Do sự liên tục của dòng điện i' và từ thông cần D_2 liên tục dẫn và D_1 đi vào dẫn. Nếu chỉ có D_2 dẫn, tổng sức từ động sẽ đột ngột chuyển từ $(n_1/2) i_{1\mu\max}$ sang $-(n_2/2)I$.

Việc dẫn tức thời của D_1 và D_2 làm cho thứ cấp bị ngắn mạch :

$$u' = v_{21} = v_{22} = 0 ; v_{11} = v_{22} = 0 ; v_{T1} = v_{T2} = U ; i_{11} = i_{12} = 0.$$

Từ thông và sức từ động phải không đổi. Dòng điện trong các điôt bằng :

$$i_{21} = i_{22} = I' ; \frac{n_2}{2} (i_{21} - i_{22}) = \frac{n_1}{2} i_{1\mu \max}$$

Điều này dẫn đến :

$$i_{21} = \frac{I'}{2} + \frac{1}{2} \frac{n_1}{n_2} i_{1\mu \max} ; i_{22} = \frac{I'}{2} - \frac{1}{2} \frac{n_1}{n_2} i_{1\mu \max}$$

Khi $\pi < \omega t < (1 + \alpha)\pi$, T_2 và D_1 dẫn :

$$v_{11} = v_{12} = -U ; v_{21} = v_{22} = -U \frac{n_2}{n_1} = -u'$$

$$v_{T1} = +2U ; v_{D2} = -2U \frac{n_2}{n_1} ; i_{21} = I' ; i_{12} = I' \frac{n_2}{n_1} - i_{1\mu}$$

Từ thông chuyển từ φ_{\max} sang $-\varphi_{\max}$, dòng điện từ hóa từ φ_{\max}/L_μ sang $-\varphi_{\max}/L_\mu$. Khi $(1 - \alpha)\pi < \omega < \pi$ không có tranzito nào dẫn. Việc dẫn đồng thời của D_1 và D_2 làm cho thứ cấp bị ngắn mạch.

Toàn bộ linh kiện bán dẫn và máy biến áp tác dụng như bộ băm nối tiếp. Một nửa chu kỳ đầu vào liên hệ với đầu ra và một nửa ngắn mạch đầu ra.

Điện áp ra trên điện cảm L có trị trung bình bằng không. Điện áp ra u_C có trị trung bình tương tự u' là đầu ra của chỉnh lưu :

$$U_C = U' = \alpha \frac{n_2}{n_1} U \quad (10.38)$$

Do điện áp rơi ở góc α đã cho, điện áp U_C giảm khi dòng điện tăng lên. Khi dòng điện bé, dòng điện sẽ gián đoạn. Khi dòng điện ra tiến tới 0, điện áp U_C tiến tới $U(n_2/n_1)$.

Bộ lọc LC cho phép giảm sự nhấp nhô của điện áp ra. Bộ lọc này được thực hiện dễ dàng vì tần số điện áp ra cần lọc u' gấp đôi.

10.9. CẢI THIỆN CHUYỂN MẠCH

10.9.1. BA KIỂU CHUYỂN MẠCH CÓ ĐIỀU KHIỂN

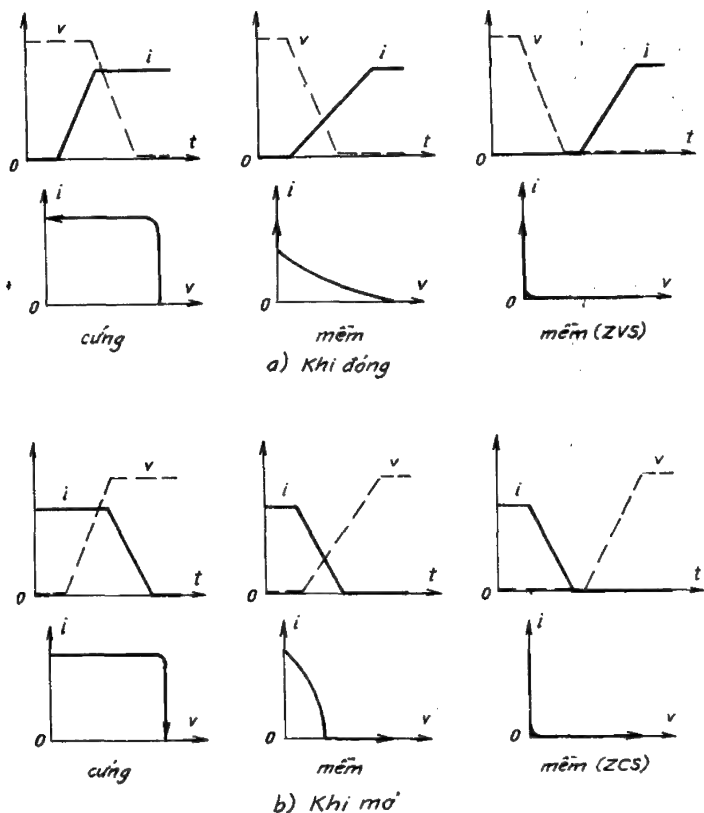
Các chuyển mạch đã trình bày trong các mục trên là chuyển mạch cứng :

- Khi đóng, dòng điện trong khóa chuyển mạch tăng trước khi điện áp trên cực của chúng chưa giảm.

- Khi mở, điện áp trên các cực khóa chuyển mạch tăng trước khi dòng điện qua chúng chưa giảm.

Do các tổn hao chuyển mạch lớn làm hạn chế khả năng tăng tần số bộ biến đổi. Để giảm tổn hao này có thể cải thiện, hoặc "làm mềm" sự chuyển mạch. Vai trò của mạch trợ giúp chuyển mạch (thuật ngữ tiếng Anh là snubber).

Ta có thể cải thiện chuyển mạch bằng cách sử dụng các khóa chuyển mạch cộng hưởng.



Hình 10.44. Chuyển mạch mềm

- Đóng mạch khi điện áp trên cực bằng không (Zero Voltage Switching) ZVS
- Mở mạch khi dòng điện bằng không (Zero Current Switching) ZCS.

Hình 10.44 biểu diễn sơ đồ dạng sóng điện áp v trên cực khóa chuyển mạch và dòng điện i cũng như hành trình của nó trên mặt phẳng $[v, i]$:

- Khi đóng có điều khiển ;
- Khi mở có điều khiển.

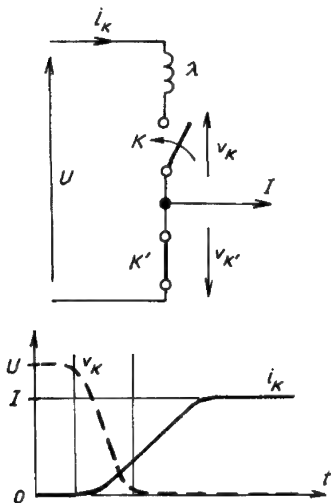
với chuyển mạch cứng, chuyển mạch làm mềm và chuyển mạch mềm.

Để nghiên cứu cải thiện chuyển mạch ta xét hiện tượng chuyển mạch trên hình 10.44a, khi điện áp u , dòng điện i không đổi và bằng U và I trong khi chuyển mạch.

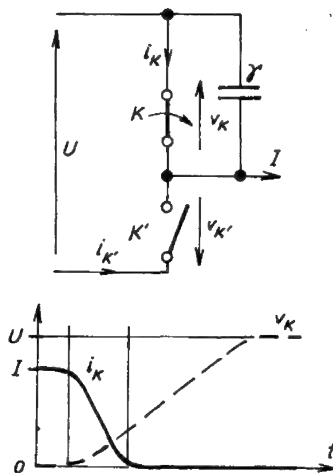
10.9.2. KHÓA CHUYỂN MẠCH ĐÓNG HAY MỞ CÓ ĐIỀU KHIỂN

10.9.2.1. Ảnh hưởng của điện cảm mắc nối tiếp

Nếu một điện cảm λ mắc nối tiếp với khóa chuyển mạch đóng có điều khiển K như ở hình 10.45, khóa K' còn dẫn khi i_K chưa đạt tới giá trị I và v_K hơi khác 0.



Hình 10.45. Mắc điện cảm nối tiếp với khóa K



Hình 10.46. Mắc điện dung song song với khóa K

Khi đóng K, dòng i_K không thể tăng khi v_K không giảm. Thật vậy :

$$\frac{di_K}{dt} = \frac{1}{\lambda} (U - v_K) \quad (10.39)$$

Sau khi v_K triệt tiêu, i_K tăng tuyến tính đến I vì $di_K/dt = U/\lambda$. Vai trò của λ là "làm mềm", nghĩa là cải thiện sự chuyển mạch khi đóng khóa K. Tuy nhiên nếu K mở có điều khiển, khi mở vì i_K giảm nhanh, điện cảm λ gây ra quá điện áp $\lambda \cdot di_K/dt$ trên các cực của khóa K. Sự quá điện áp này không cho phép nếu λ lớn.

10.9.2.2. Ảnh hưởng của điện dung mắc song song

Nếu điện dung γ mắc song song với khóa chuyển mạch có điều khiển K cần mở (hình 10.46), khóa K' không được dẫn khi v_K chưa đạt tới giá trị U , nghĩa là v_K triệt tiêu. Lúc bắt đầu chuyển mạch i_K bằng không.

Khi K mở, điện áp v_K không thể tăng khi i_K chưa giảm. Thực vậy :

$$\frac{dv_K}{dt} = \frac{1}{\gamma} (I - i_K) \quad (10.40)$$

Sau khi i_K triệt tiêu, điện áp v_K tăng tuyến tính dòng, điện nạp của γ không đổi và bằng I .

Vai trò của γ là "làm mềm", cải thiện sự chuyển mạch khi mở khóa K. Tuy nhiên nếu K đóng có điều khiển, khi đóng điện dung phóng điện đột ngột trong khóa chuyển mạch dẫn đến quá dòng điện. Sự quá dòng này không cho phép nếu γ lớn.

10.9.2.3. Nhận xét :

Sự cải thiện chuyển mạch chỉ dễ dàng nếu các khóa chuyển mạch chỉ được điều khiển đóng hoặc mở.

- Nếu các khóa chuyển mạch chỉ được điều khiển để đóng (kiểu tiristo), ta cải thiện bằng cách mắc điện cảm nối tiếp với khóa chuyển mạch. Điện cảm này có thể là điện cảm độc lập hoặc điện cảm ký sinh của các nguồn áp.

- Nếu các khóa chuyển mạch chỉ được điều khiển để mở (kiểu tiristo song song), ta cải thiện bằng cách mắc tụ điện C song song với khóa.

Điện dung này có thể là điện dung độc lập hoặc điện dung ký sinh của các nguồn dòng.

Nếu các khóa chuyển mạch phải được điều khiển mở và đóng và nếu muốn cải thiện chuyển mạch hoặc muốn hạn chế ảnh hưởng của điện cảm và điện dung ký sinh, ta cần sử dụng mạch trợ giúp chuyển mạch (snubber) phức tạp hơn.

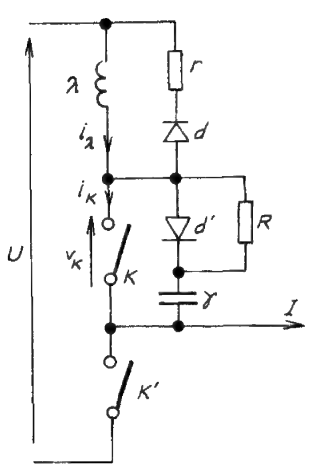
10.9.3. KHÓA CHUYỂN MẠCH ĐÓNG VÀ MỞ CÓ TRỢ GIÚP

Khi cần có điện cảm để cải thiện đóng và điện dung cải thiện mở, ta cần hạn chế quá dòng điện khi đóng do sự phóng điện của tụ điện và quá điện áp khi mở do sự phóng của điện cảm.

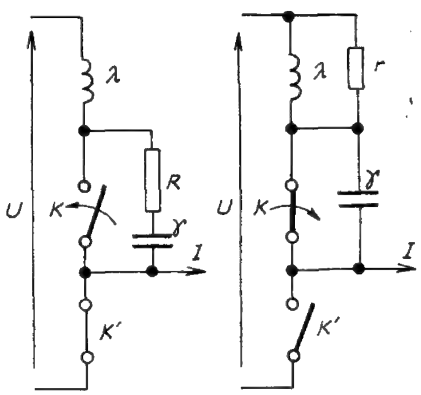
10.9.3.1. Ví dụ mạch trợ giúp chuyển mạch tiêu tán

Trên hình 10.47 trình bày sơ đồ kinh điển của mạch trợ giúp chuyển mạch tiêu tán không tái sinh năng lượng tích lũy trong điện cảm λ khi đóng và trong điện dung γ khi mở.

Trên các cực của λ mắc nối tiếp một điện trở r và diốt d , còn trên điện dung γ mắc nối tiếp với mạch gồm diốt d' và điện trở R song song.



Hình 10.47. Mạch trợ giúp chuyển mạch tiêu tán



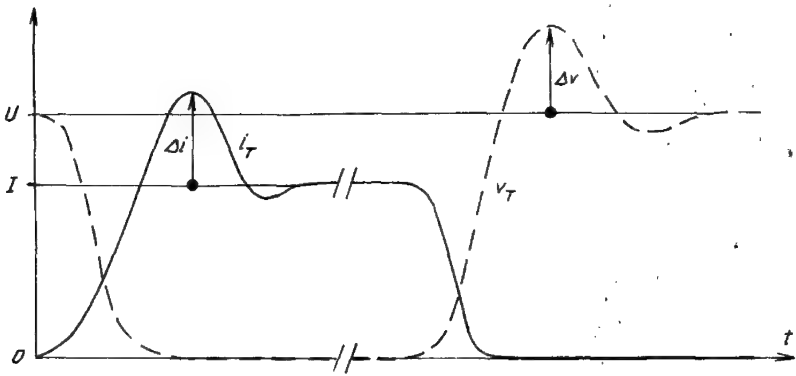
Hình 10.48. Sơ đồ tương đương mạch trợ giúp mở và đóng

Khi đóng, dòng điện trong λ tăng nhanh, điện áp $\lambda \cdot di_{\lambda}/dt$ dương làm khóa diốt d. Tụ C phóng điện trong K nhưng qua điện trở R mà không nối trực tiếp, do vậy hạn chế quá dòng điện.

Khi mở, dòng điện trong λ giảm nhanh, diốt d dẫn, năng lượng trong λ tiêu tán trên điện trở r, làm hạn chế quá điện áp. Tụ điện được nạp trực tiếp qua diốt d'.

Xem xét các sơ đồ tương đương ở hình 10.48 khi đóng (hai diốt d và d' bị khóa) và khi mở (d và d' dẫn) cho thấy hai chế độ quá độ là các mạch dao động tắt dần. Việc nghiên cứu chúng cần mô hình hóa bộ chuyển mạch ở chế độ động.

Đặc tính dao động này dẫn tới độ vượt quá dòng điện Δi khi đóng và vượt quá điện áp Δv khi mở (hình 10.49).



Hình 10.49. Độ vượt dòng điện Δi , và độ quá điện áp Δv

10.9.3.2. Nhận xét :

- Nếu không có mạch trợ giúp chuyển mạch, do điện cảm và điện dung ký sinh ta có chế độ dao động tắt dần dẫn đến quá dòng điện và quá điện áp rất lớn.
- Việc chọn các phần tử của mạch trợ giúp chuyển mạch cần hài hòa giữa việc giảm tổn hao chuyển mạch với việc hạn chế quá dòng điện và quá điện áp.
- Có nhiều sơ đồ trợ giúp chuyển mạch khác nhau. Một số sơ đồ cho

phép tái sinh hoàn toàn năng lượng tích lũy trong điện cảm khi đóng và tụ điện khi mở.

- Đa số chuyển mạch có điều khiển đóng tương ứng với việc chuyển dòng điện từ diốt sang tranzito. Việc quá dòng điện trong các phần tử sẽ tăng lên do dòng điện ngược của các diốt nhanh tạo nên khi chúng bị khóa.

10.9.4. NHỮNG LƯU Ý VỀ CÁC BỘ CHUYỂN MẠCH CỘNG HƯỞNG

Việc tăng tần số của các bộ biến đổi bị hạn chế do tổn hao chuyển mạch. Ta có thể tăng tần số bằng cách sử dụng các bộ chuyển mạch mềm khi đóng cũng như khi mở.

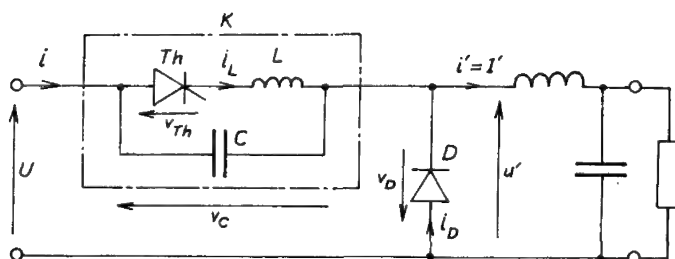
Một khóa chuyển mạch cộng hưởng được tạo nên do phối hợp ba phần : đóng mở có điều khiển bằng một mạch cộng hưởng. Như vậy bộ này có tác dụng :

- Làm mềm chuyển mạch có điều khiển.
- Đồng thời đảm bảo hoặc chuyển mạch mở khi dòng qua không (chế độ ZCS) hoặc đóng khi điện áp qua không (chế độ ZVS).

Ta gọi bộ biến đổi *gần cộng hưởng* (quasi - resonant) sử dụng các bộ chuyển mạch này để phân biệt với các bộ biến đổi cộng hưởng.

Ví dụ 10.3

Hình 10.50 trình bày nguồn đóng cắt có cấu trúc của một bộ băm nối tiếp.



Hình 10.50. Bộ băm nối tiếp

Khóa cộng hưởng K thay thế cho tranzito đặt giữa đầu vào và đầu ra của bộ băm kinh điển tạo nên bằng một tiristo Th chỉ đóng có điều khiển và điện cảm L, tụ điện C.

Để đơn giản hóa ta giả thiết dòng i' hoàn toàn bằng phẳng và bằng giá trị trung bình I' . Trong một chu kỳ có bốn giai đoạn hoạt động liên tiếp. Hình 10.51 trình bày dạng sóng.

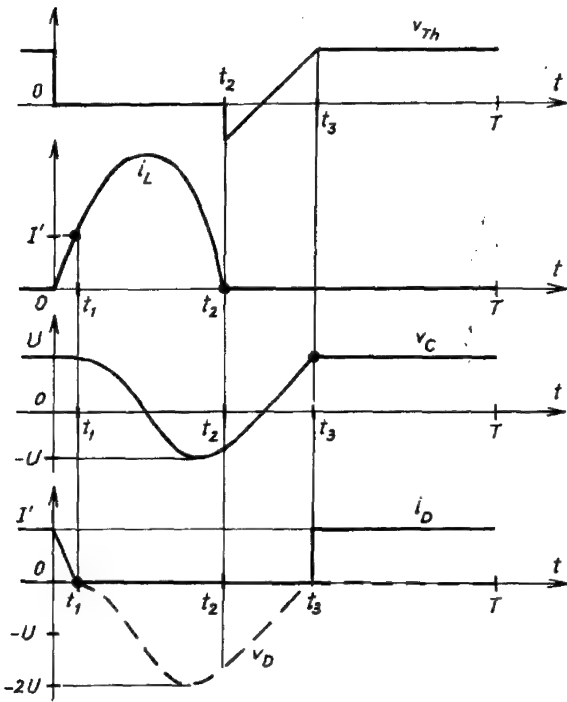
- *Giai đoạn 1* ($0 < t < t_1$) : Th và D dẫn :

Khi $t = 0$, khi chỉ có điôt D dẫn ($i_D = I'$, $i_L = 0$, $v_c = v_{Th} = U$) ta điều khiển đóng tiristo.

Vì i_L nhỏ hơn I' , Th và D dẫn đồng thời :

$$v_c = U, L \cdot di_L/dt = U, \text{ cho ta : } i_L = \frac{U}{L} t, i_D = I' - i_L$$

Khi $t = t_1 = L \cdot I'/U$, dòng i_D triệt tiêu và điôt D bị khóa.



Hình 10.51. Dạng sóng chuyển mạch "gắn cộng hưởng"

- *Giai đoạn 2* ($t_1 < t < t_2$) : chỉ có Th dẫn

Vì $i_L + C \frac{dv_C}{dt} = I' = \text{const}$ với $v_C = L \frac{di_L}{dt}$, điện áp v_C cho bằng công thức :

$$\frac{d^2 v_C}{dt^2} + \frac{v_C}{LC} \text{ với } v_C(t_1) = U \text{ và } \frac{dv_C}{dt}(t_1) = 0$$

Do đó ta có : $v_C = U \cos \omega_0(t - t_1)$

$$i_L = I' + C \omega_0 U \sin \omega_0(t - t_1)$$

với $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ là tần số dao động.

Dòng điện i_L trở về 0 ở $t = t_2$:

$$\omega(t_2 - t_1) = \pi + \arcsin(I'/C\omega_0 U)$$

với điều kiện biên độ $C\omega_0 U$ của dao động lớn hơn I' .

Khi $t = t_2$, điện áp v_C bằng :

$$v_C(t_2) = -U \sqrt{1 - (I'/C\omega_0 U)^2}$$

- *Giai đoạn 3* ($t_2 < t < t_3$) : không có linh kiện nào dẫn

Dòng điện I' nạp tụ điện, do đó điện áp v_C tăng tuyến tính. Điện áp này đạt tới U ở $t = t_3$; v_D ngừng có giá trị âm và D bắt đầu dẫn.

- *Giai đoạn 4* ($t_3 < t < T$) : chỉ có diốt D dẫn

$$i = 0, u' = -v_D = 0, i_D = I'$$

Giai đoạn này kéo dài đến khi thông Th và bắt đầu chu kỳ mới.

Ví dụ 10.4

Cho bộ băm tạo thành bằng một phần tử bán dẫn T đóng và mở có điều khiển và một diốt D, được cấp bằng nguồn áp lý tưởng. Tải gồm điện trở R và điện cảm L , sức điện động E (hình 10.52).

Ký hiệu T là chu kỳ, $\alpha.T$ là khoảng dẫn và đặt $\tau = \frac{L}{R}$, $m = \frac{E}{U}$.

1. Tính giá trị cực đại, cực tiểu và trung bình của dòng i' trong tải.

2. Vẽ các đường cong i' và độ nhấp nhô $\Delta i'$ theo m , trong trường hợp $T/\tau = 1$.

Giải :

Ta xét hai trường hợp :

- Ở m và T/τ đã cho, nếu α nhỏ hơn một giá trị nào đó thì i' triệt tiêu trong khoảng $(\alpha.T$ và $T)$ như ở hình 10.53a.

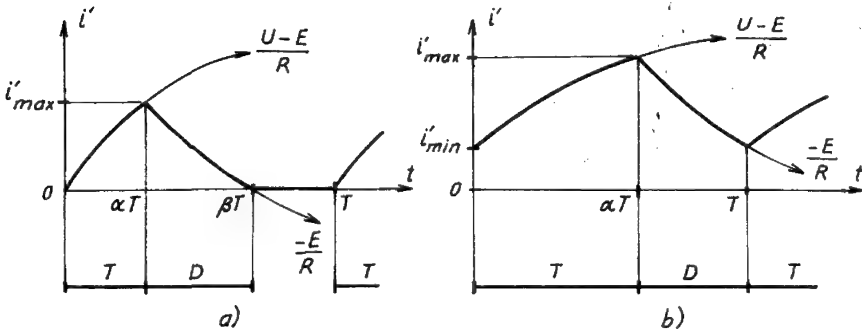
- Ở m và T/τ đã cho α lớn hơn $\alpha_{\text{tối hạn}}$, i'_{min} lớn hơn 0 như ở hình 10.53b.

Dòng điện gián đoạn khi $\alpha < \alpha_{\text{tối hạn}}$:

$$i'_{\text{min}} = 0$$

$$\frac{i'_{\text{max}}}{U/R} = (1 - m) (1 - e^{-\alpha T/\tau})$$

$$\frac{I'}{U/R} = \alpha - m\beta \text{ với } \beta = \frac{\tau}{T} \ln \left(\frac{e^{-\alpha T/\tau} - 1 + m}{m} \right)$$



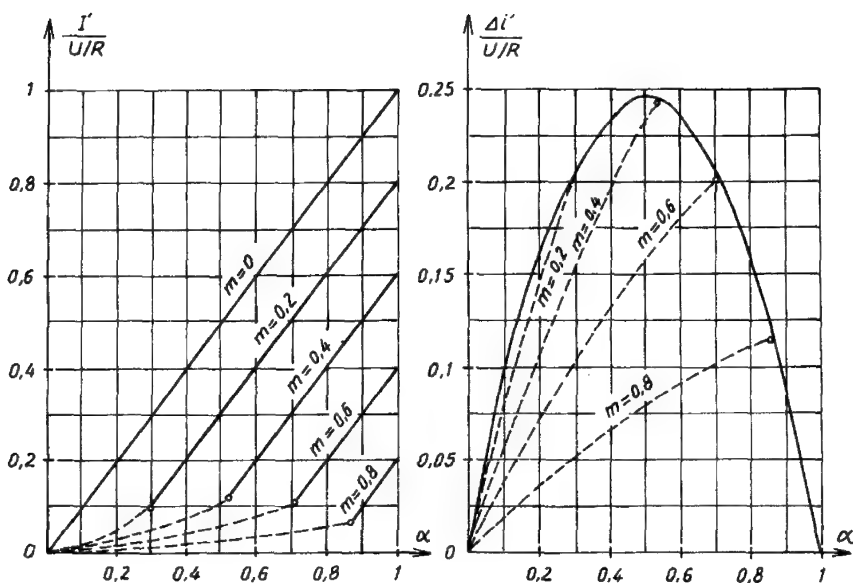
Hình 10.53

Dòng điện liên tục khi $\alpha > \alpha_{\text{min}}$:

$$\frac{i'_{\text{min}}}{U/R} = \frac{e^{\alpha T/\tau} - 1}{e^{T/\tau} - 1} - m$$

$$\frac{i'_{\max}}{U/R} = \frac{e^{T/\tau} - e^{(1-\alpha)T/\tau}}{e^{T/\tau} - 1} - m$$

$$\frac{\Gamma}{U/R} = \alpha - m.$$



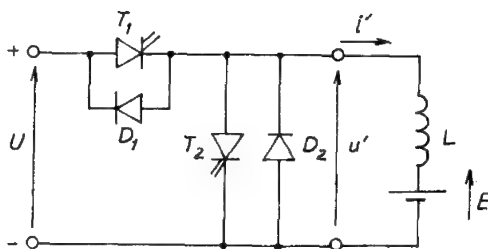
Hình 10.54

Các đặc tính biến thiên I' và $\Delta i'$ với $T/\tau = 1$ cho trên hình 10.54. Nét liền ứng với chế độ dòng điện liên tục, nét đứt ứng với dòng điện gián đoạn.

Ví dụ 10.5

Bộ băm đảo chiều. Cho nguồn áp lý tưởng U liên hệ với bộ băm được điều khiển bởi T_1 và T_2 là linh kiện bán dẫn có điều khiển và hai diốt D_1 và D_2 (hình 10.55). Tải L và sức điện động E .

a) Bộ băm nối tiếp : T_2 liên tục bị khóa, T_1 dẫn trong khoảng $(0, \alpha_1 T)$.



Hình 10.55

Tính :

- Tỷ số E/U khi i' luôn dương.
- Với giá trị I' nào xuất hiện một khoảng i' bằng không.
- Với $0 < I' < I'_1$, ký hiệu t_1 là thời điểm dòng điện i' triệt tiêu, biểu diễn E và I' theo U , α_1 , t_1 , T và L , suy ra quan hệ E/U và I'/I_1 theo α_1 .
- Vẽ các đường cong $E/U = f(I')$ với $\alpha_1 = 0,25, 0,5$ và $0,75$.

b) *Bộ băm song song* : Phần tử bán dẫn T_1 luôn bị khóa trong chu kỳ T và mở T_2 trong khoảng $[(1 - \alpha_2)T, T]$. Cũng như đối với bộ băm nối tiếp :

- Tính tỷ số E/U khi i' luôn âm.
- Tính giá trị trung bình I'_2 của i' khi đó xuất hiện i' bằng không.
- Khi $I'_2 < I < 0$, xác định quan hệ E/U và I'/I'_2 theo α_2 .
- Vẽ các đường cong $E/U = f(I')$ với $\alpha_2 = 0,75, 0,5$ và $0,25$.

c) *Điều khiển bù (một mở, một đóng)* : Để đảm bảo tính liên tục điều chỉnh E/U không phụ thuộc vào chiều dòng điện i' , T_1 được điều khiển dẫn trong khoảng $(0, \alpha_1 T)$ và khóa trong khoảng còn lại; T_2 được điều khiển dẫn trong khoảng $(\alpha_1 T, T)$ và khóa trong khoảng còn lại.

- Quan hệ E/U và α_1 như thế nào ?
- Có thể tính đến điện trở R của nguồn dòng i' một cách đơn giản không ?

Giải :

a) *Bộ băm nối tiếp* $E' = u'_{\text{trung bình}}$

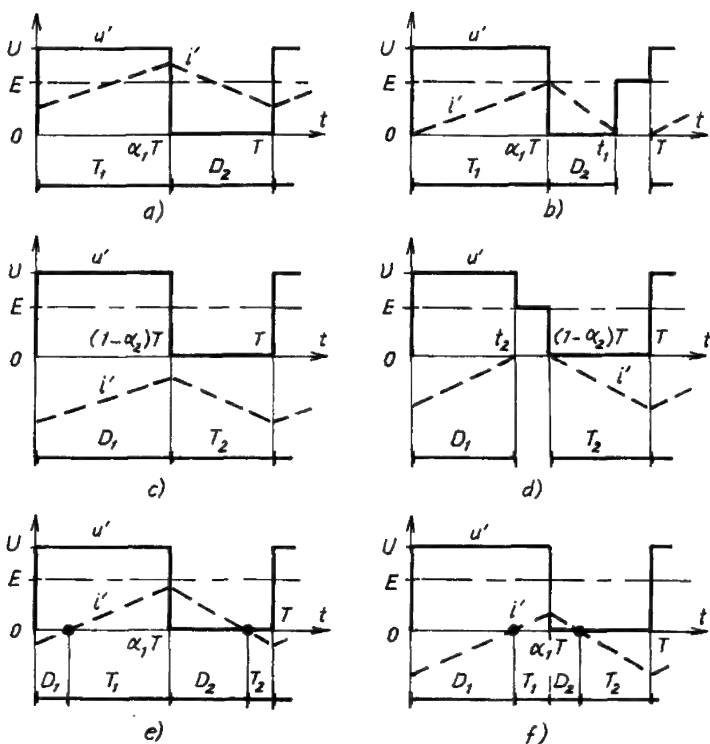
- Nếu i' luôn dương (hình 10.56a) :

$$E = \alpha_1 U$$

Giá trị cực tiểu của $i' = 0$ nếu $I'_1 = \frac{U \cdot T}{2L} (\alpha_1 - \alpha_1^2)$

- Nếu i' bằng không tại $t_1 < t < T$ như ở hình 10.56b :

$$t_1 = \frac{U}{E} \alpha_1 T \text{ hoặc } E = \alpha_1 U \frac{T}{t_1}$$



Hình 10.56

$$I' = \frac{U}{2L} \alpha_1 (t_1 - \alpha_1 T)$$

$$\frac{E}{U} = \frac{1}{1 + \frac{1 + \alpha_1}{\alpha_1} \cdot \frac{I'}{I_1}}$$

Các đặc tính được vẽ bằng nét liền bên phải trên hình 10.57.

b) Bộ băm song song ($E = u'_{\text{trung bình}}$)

- Nếu i' luôn âm (hình 10.56c) :

$$E = (1 - \alpha_2)U$$

Giá trị cực đại của $i' = 0$ nếu : $I'_2 = -\frac{U \cdot T}{2L} (\alpha_2 - \alpha_2^2)$

- Nếu i' bằng không tại $t_2 < t < (1 - \alpha_2)T$ (hình 10.56d) :

$$t_2 = \frac{E}{U - E} \alpha_2 T \text{ hoặc } E = U \frac{t_2}{t_2 + \alpha_2 T} ; I' = - \frac{U}{2L} \alpha_2 t_2$$

do đó :

$$\frac{E}{U} = \frac{1}{1 + \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} \cdot \frac{I'_2}{I'}}$$

Các đặc tính được vẽ bằng nét liền bên trái trên hình 10.57.

c) Điều khiển bù ($\alpha_2 = 1 - \alpha_1$)

Trên hình 10.56e và f dù i' bất kỳ :

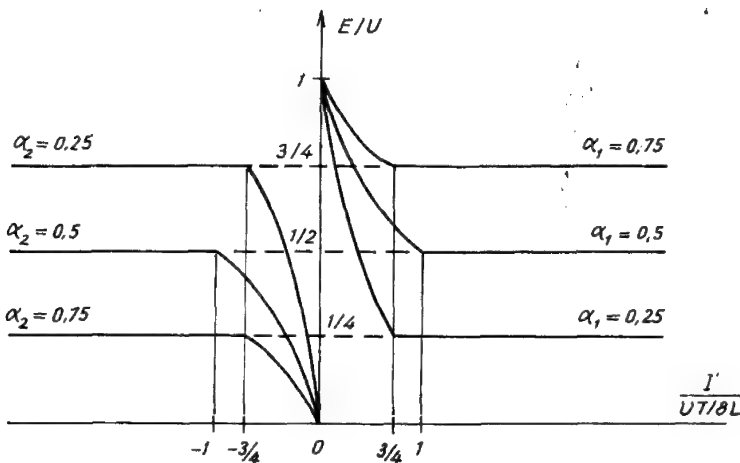
$$u = U \text{ khi } 0 < t < \alpha_1 T$$

$$u = 0 \text{ khi } \alpha_1 T < t < T$$

$$E = \alpha_1 U,$$

Các nửa đường nằm ngang nối bằng nét đứt trên hình 10.57.

Vì $E - u'_{\text{trung bình}} - R.I' = \alpha_1 U - R.I'$ các đường $E/U = f(I')$ có cùng độ dốc $-R/U$



Hình 10.57

Ví dụ 10.6

Nguồn đóng cắt nâng áp : Cho sơ đồ bộ băm song song trên hình 10.58.

Nguồn áp U_S qua cuộn cảm có điện cảm L và điện trở r . Tranzito dẫn trong khoảng αT . Tải R nối song song với tụ điện C có điện áp ra u_C ít nhấp nhô. Bỏ qua Δu_C .

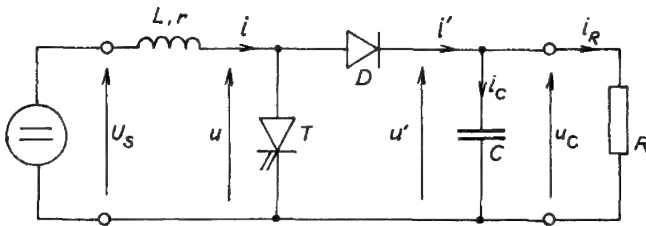
- Khi dòng điện liên tục bỏ qua r , tính : U_C , U , I_R , I' , I của u_C , u , i_R , i' và i .

Giả thiết C được nạp trong suốt khoảng tranzito dẫn. Tính độ nhấp nhô của u_C .

- Khi dòng điện gián đoạn bỏ qua r . Tính I_R dưới mức đó dòng điện gián đoạn xác định quan hệ $U_C(I_R)$ khi dòng điện gián đoạn.

- Điện áp rơi trên r .

Khi dòng điện liên tục, kể tới r , gọi $Q = L\omega/r$. Xác định quan hệ $U_C(I_R)$. Giả thiết u_C và i có giá trị trung bình như nhau trong hai giai đoạn làm việc.



Hình 10.58.

Vẽ đường cong $U_C(I_R)$ với $\alpha = 0,25, 0,5$ và $0,75$, cho $Q = 40$.

Giải :

Trường hợp đơn giản hóa (hình 10.59) :

Khi $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, T dẫn : $i' = 0$, $i_C = -i_R$, $L \cdot di/dt = U_S$

Khi $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, D dẫn : $i' = i$, $i_C = i' - i_R$, $L \cdot di/dt = U_S - U_C$

Từ tính liên tục của i suy ra :

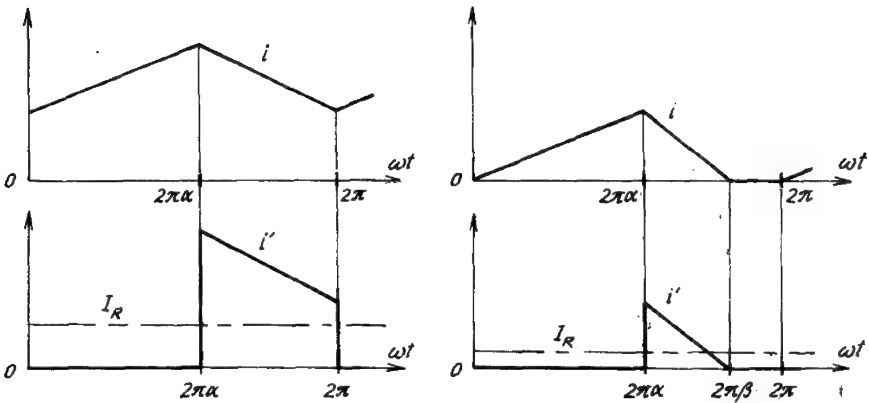
$$U_C = \frac{U_S}{1 - \alpha}$$

$$I_R = U_C/R, I_R = I', I = I'/(1 - \alpha)$$

$U = U_S$ vì $L.di/dt$ có giá trị trung bình bằng không.

- Dòng điện gián đoạn (hình 10.59b) :

$$I_{Rlim} = \frac{U_S}{L\omega} \pi (1 - \alpha) \alpha$$



Hình 10.59

Khi dòng điện gián đoạn i triệt tiêu tại $\omega t = 2\pi\beta$ với $\beta < 1$:

$$U_C = U_S \frac{\beta}{\beta - \alpha} ; I_R = \frac{U_S}{L\omega} \pi (\beta - \alpha) \alpha$$

$$\frac{U_C}{U_S} = \frac{\frac{I_R}{U_S/L\omega} + \pi\alpha^2}{\frac{I_R}{U_S/L\omega}}$$

Xét ảnh hưởng của r :

- Khi $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, $U_S = r.i + \frac{L.di}{dt}$ và $C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R} = 0$
- Khi $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, $U_S = r.i + L \frac{di}{dt} + u_C$ và $C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R} = i$

Tính giá trị trung bình trong một chu kỳ của các đại lượng và chú ý rằng di/dt , du_C/dt có giá trị trung bình bằng không.

$$U_S = r.I + \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi\alpha}^{2\pi} u_C d\omega t \quad \text{và} \quad \frac{U_C}{R} = \int_{2\pi\alpha}^{2\pi} i d\omega t$$

Gần đúng :

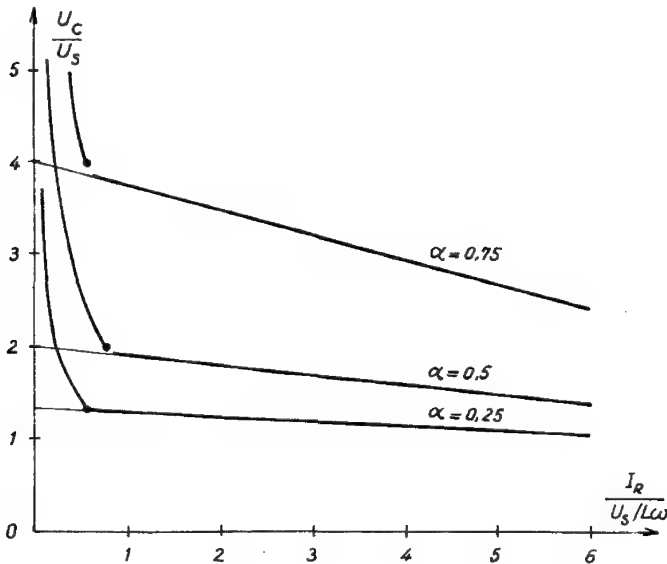
$$U_S = r.I + U_C(1 - \alpha) , \quad \frac{U_C}{R} = I_R = I(1 - \alpha)$$

Từ đó suy ra :

$$U_C(1 - \alpha) = U_S - r \cdot \frac{I_R}{1 - \alpha} ;$$

$$\frac{U_C}{U_S} = \frac{1}{1 - \alpha} - \frac{1}{Q(1 - \alpha)^2} \cdot \frac{I_R}{U_S/L\omega}$$

Biểu đồ U_C/U_S theo $I_R/(U_S/L\omega)$ được trình bày trên hình 10.60.



Hình 10.60

Chương 11

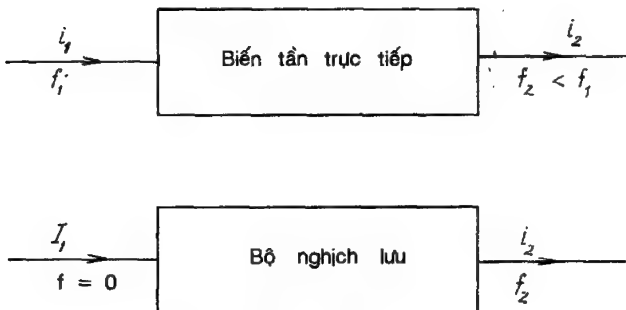
BIẾN ĐỔI TẦN SỐ

11.1. ĐỊNH NGHĨA, PHÂN LOẠI CÁC BỘ BIẾN TẦN

Trong thực tế sử dụng điện năng ta cần thay đổi tần số của nguồn cung cấp, các bộ biến tần được sử dụng rộng rãi trong truyền động điện, trong các thiết bị đốt nóng bằng cảm ứng, trong thiết bị chiếu sáng...

Nhờ các bộ chuyển mạch điện tử ta có thể biến đổi tần số của lưới điện. Người ta chia các bộ biến tần thành hai loại :

- Bộ biến tần trực tiếp (hình 11.1a) : Biến đổi tần số đầu vào f_1 thành tần số ra f_2 bằng cách đóng-cắt dòng xoay chiều tần số f_1 . Nói chung $f_2 < f_1$. Thuật ngữ tiếng Anh bộ biến tần trực tiếp là : Cycloconverter.



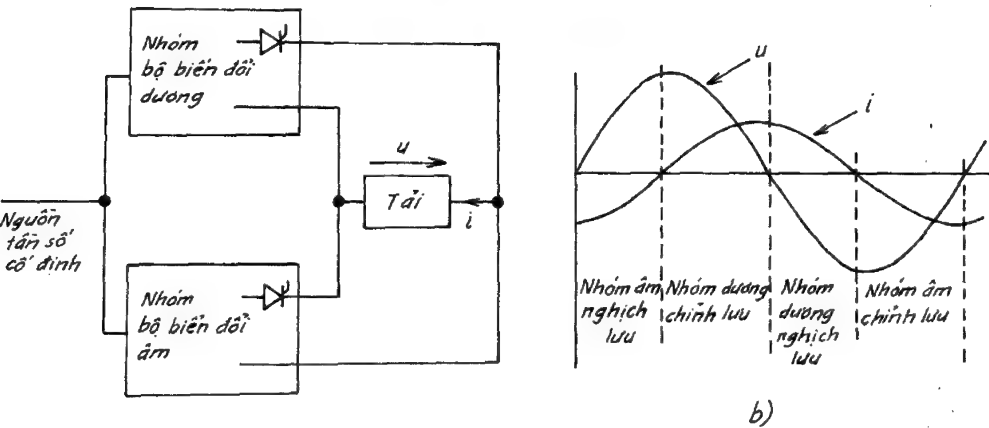
Hình 11.1. Các loại bộ biến tần

- Bộ nghịch lưu (còn gọi là bộ biến tần gián tiếp) hình 11.1b. Trong bộ nghịch lưu dòng điện một chiều ($f_1 = 0$) được chuyển mạch

để tạo nên tần số ra f_2 . Thuật ngữ tiếng Anh bộ nghịch lưu là : Inverter.

Bộ biến tần trực tiếp được tạo nên từ hai nhóm bộ biến đổi nối song song ngược như ở hình 11.2a. Dạng sóng điện áp u , dòng điện i trên tải được biểu diễn trên hình 11.2b.

Ta nhận thấy công suất tức thời trên tải $p = u.i$ biến thiên theo bốn giai đoạn. Trong các giai đoạn mà dòng điện i cùng chiều với điện áp u , kết quả $p = u.i > 0$, bộ biến đổi làm việc ở chế độ chỉnh lưu. Trong các giai đoạn u và i ngược chiều làm cho công suất tức thời $p = u.i < 0$, bộ biến đổi làm việc ở chế độ nghịch lưu.



Hình 11.2. Bộ biến tần trực tiếp tổng quát
a) Sơ đồ chức năng ; b) Các dạng sóng lý tưởng của tải

Nguyên lý biến tần trực tiếp đã được cấp bằng phát minh từ năm 1920. Năm 1930 ở Đức đã sử dụng bộ chỉnh lưu có điều khiển bằng đèn thủy ngân để tạo nên tần số $16\frac{2}{3}$ Hz dùng trong truyền động động cơ xoay chiều một pha trong giao thông. Cũng trong thời gian này bộ biến tần trực tiếp sử dụng 18 đèn tiratron cung cấp cho động cơ đồng bộ 400 mã lực được sử dụng ở Hoa Kỳ. Từ khi phát minh ra tiristo, các bộ biến tần công suất lớn điều khiển vi xử lý được sử dụng rộng rãi trong các truyền động tốc độ thấp, công suất lớn, truyền động lò xi măng, máy cán, trong các hệ truyền động máy bay, tàu thủy, xe lửa...

11.2. NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA BỘ BIẾN TẦN TRỰC TIẾP MỘT PHA

11.2.1. TÁI THUẦN TRỞ

Trên hình 11.3a là sơ đồ bộ biến tần trực tiếp một pha tái thuần trở. Các bộ chuyển mạch hai nửa chu kỳ gồm hai nhóm : nhóm dương ký hiệu P và nhóm âm ký hiệu N. Dạng sóng điện áp cho trên hình 11.3b trong 10 nửa chu kỳ. Các tiristo được mỗi không trễ (góc mở $\alpha = 0$), nghĩa là P được coi như nhóm chỉnh lưu diôt. Theo dạng sóng ở hình 11.3b, ta nhận thấy tần số ra bằng 5 lần tần số vào. Dạng sóng dòng điện ở hình 11.3c cho thấy các khoảng dẫn của tiristo, dòng điện cung cấp hoàn toàn hình sin. Hình 11.3d biểu diễn gần đúng một sóng hình sin được tổng hợp bằng cách điều khiển các thời điểm mỗi thích hợp của các tiristo. Tải nhận được cả hai nửa chu kỳ của điện áp nguồn với biên độ điện áp và vị tái thuần trở nên điện áp trùng pha dòng điện. Khi tăng góc mở thì điện áp ra tiến tới không.

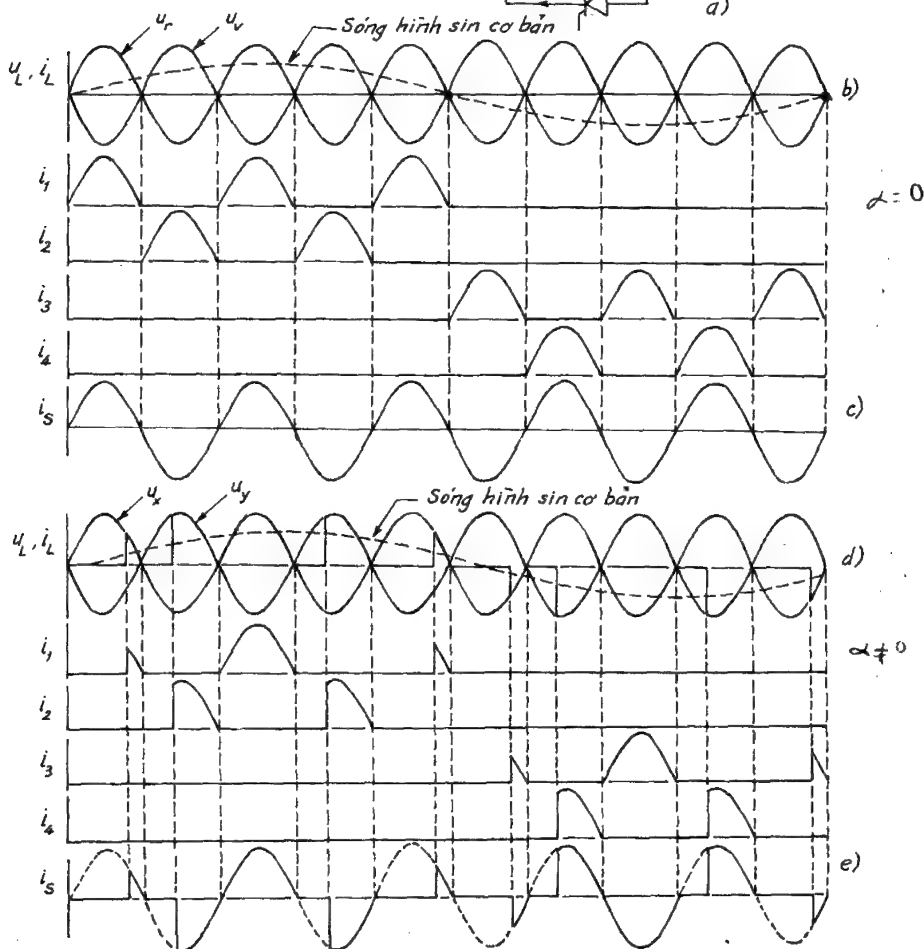
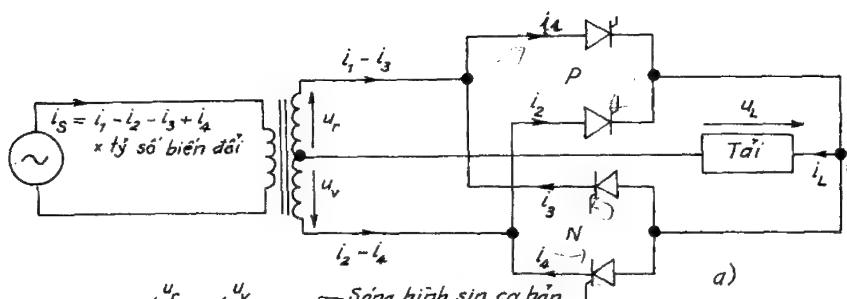
Hình 11.3e là dòng điện ra, chứa các thành phần đập mạch ứng với tần số nguồn. Dòng điện nguồn bị biến dạng rất nhiều (i_S).

Trên hình 11.3 ta nhận thấy nhóm P và N làm việc luân phiên trong một nửa chu kỳ $T_0/2$. Tần số ra $1/T_0$ có thể thay đổi bằng cách điều chỉnh các góc mở của các tiristo. Nếu tần số lưới $f_1 = 50$ Hz là tần số sóng hình sin cơ bản thì trong trường hợp này tần số ra $f_2 = f_1/5 = 10$ Hz.

11.2.2. SỰ LÀM VIỆC CỦA CÁC NHÓM BỊ KHÓA

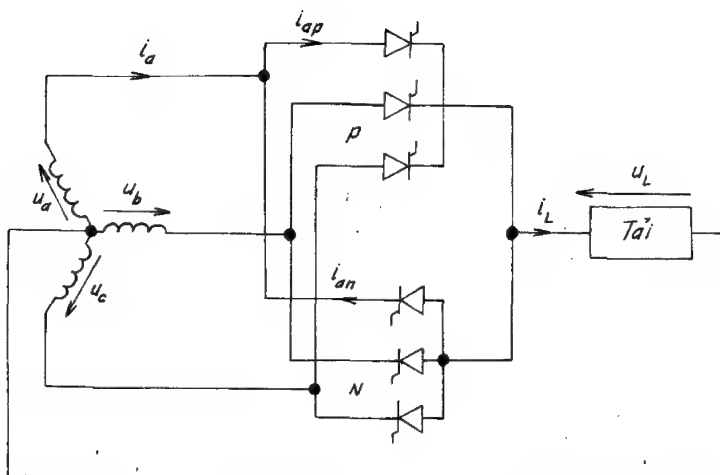
Trên các sơ đồ ở hình 11.2a và 11.3a ta nhận thấy, nếu các tiristo của các nhóm dương P và nhóm âm N dẫn đồng thời sẽ xảy ra ngắn mạch nguồn. Để tránh hiện tượng này ta có thể đặt thêm cuộn kháng san bằng giữa các nhóm để hạn chế dòng điện chạy vòng qua các nhóm hoặc tiến hành điều khiển sao cho nhóm này không thể mỗi khi nhóm kia chưa bị khóa.

Ta xét sơ đồ ở hình 11.4 có chỉ số đập mạch bậc ba với đầu vào ba pha, đầu ra một pha. Sơ đồ này cho phép dễ dàng giải thích sự hoạt động của bộ biến tần trực tiếp có nhóm bị khóa với các tải khác nhau.



Hình 11.3. Các bộ biến đổi hai pha có tải thuần trở.

- a) Mạch điện ; b) Điện áp tải khi mỗi tiristo dẫn hoàn toàn ;
c) Các dạng sóng dòng điện khi $\alpha = 0$; d) Điện áp tải khi điều chỉnh pha các tiristo ; e) Các dạng sóng dòng điện khi $\alpha \neq 0$

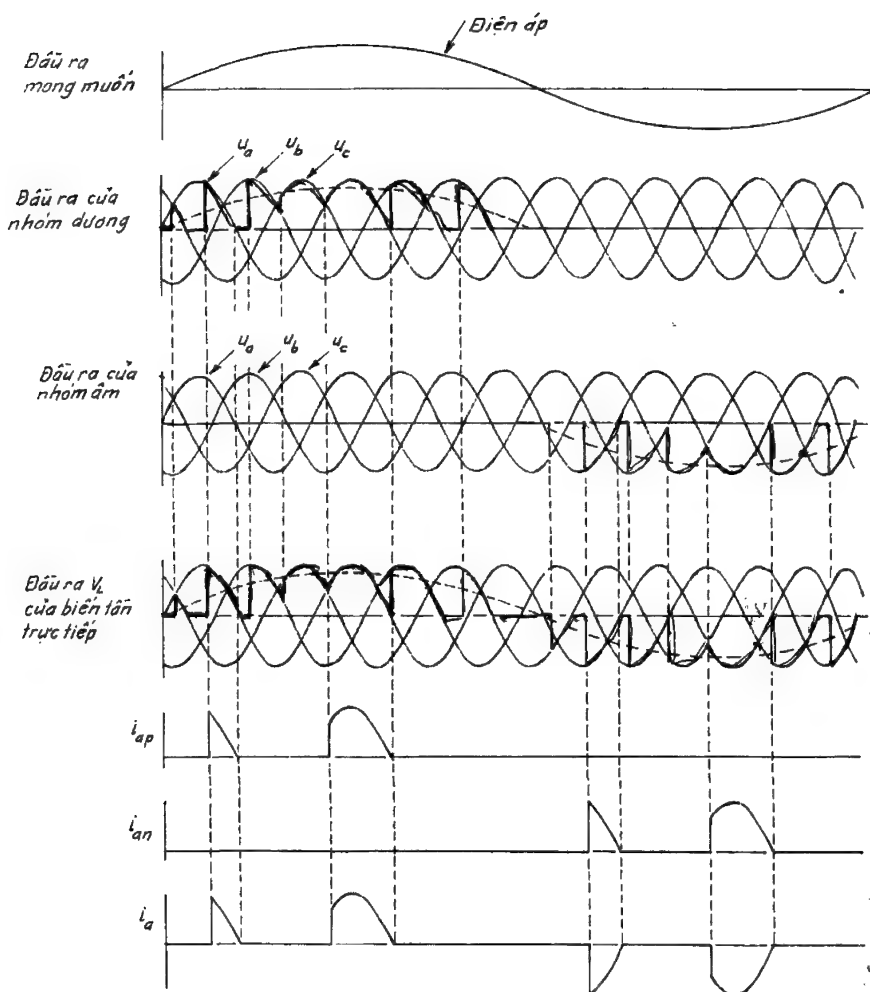


Hình 11.4. Biến tần trực tiếp có chỉ số
dập mạch bậc ba cấp điện cho tải một pha

Hình 11.5 biểu diễn dạng sóng của biến tần khi tải thuần (trở có điện áp ra mong muốn hình sin với tần số ra nhỏ hơn 5 lần tần số vào. Các tiristo được mở sao cho sóng điện áp ra gần hình sin nhất. Dạng sóng điện áp của nhóm dương và nhóm âm khác nhau. Các nửa chu kỳ liên tiếp bắt đầu ở các thời điểm khác nhau của điện áp vào. Dạng sóng dòng điện vào i_a cho thấy dòng điện mất đối xứng, nghiêm trọng.

Hình 11.5b biểu diễn dạng sóng điện áp và dòng điện tải. Dòng điện chậm pha so với điện áp vì tải R-L, chiều dòng điện tải xác định nhóm bộ biến đổi phải dẫn.

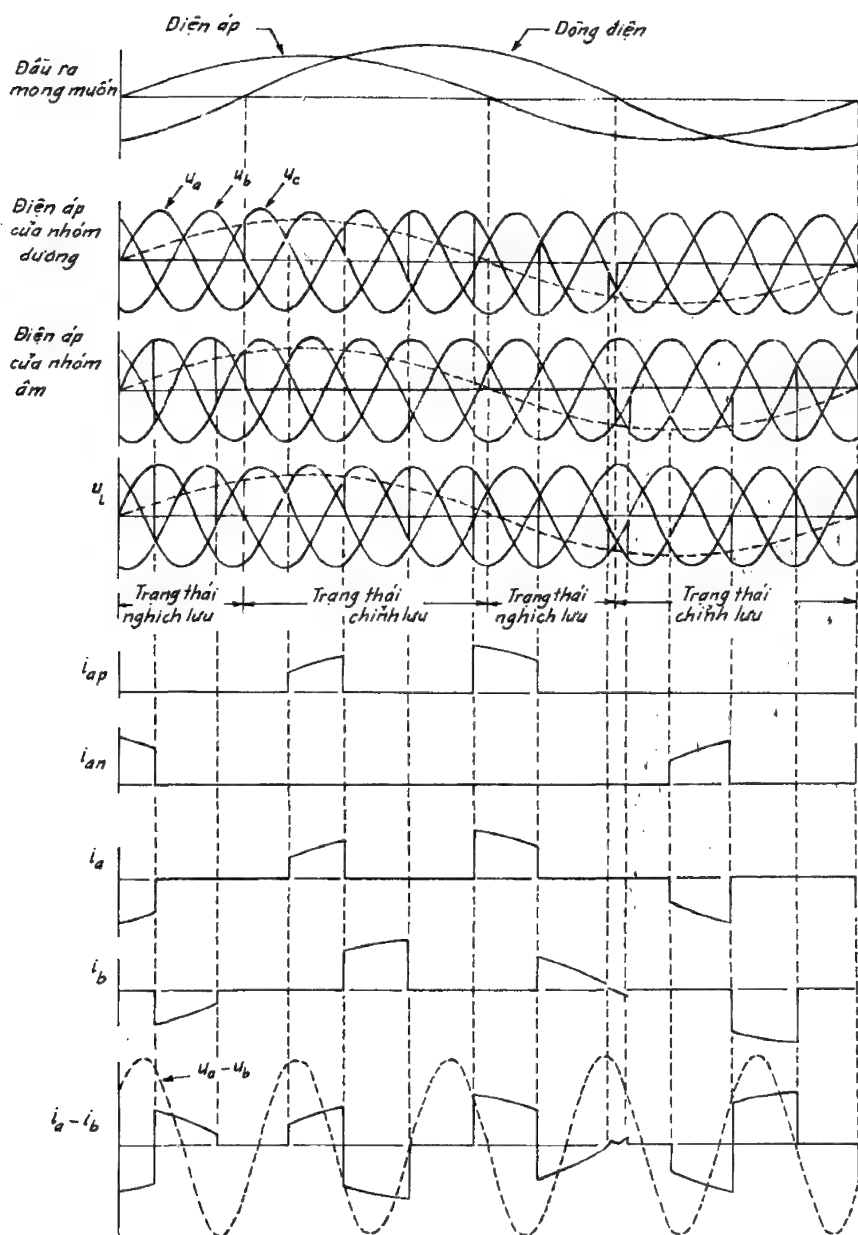
Muốn có điện áp ra mong muốn, các khoảng dẫn của các nhóm sẽ không đều nhau. Để tạo nên điện áp ra gần hình sin nhất, cần điều chỉnh góc mở khác nhau. Do sự trễ của dòng điện tải, khoảng dẫn của các nhóm chỉnh lưu và nghịch lưu khác nhau. Nhóm sẽ ngừng dẫn khi dòng điện tải ngược chiều. Theo dạng sóng điện áp sự chuyển đổi của nhóm chỉnh lưu và nghịch lưu là tức thời. Trong thực tế cần một khoảng thời gian chết để đảm bảo dòng điện ngừng hẳn, tiristo trở về trạng thái bị khóa trước khi bắt đầu mỗi nhóm kia. Dạng sóng điện áp cho thấy do tính chất của tải R-L, dòng điện được lọc và gần hình sin hơn.



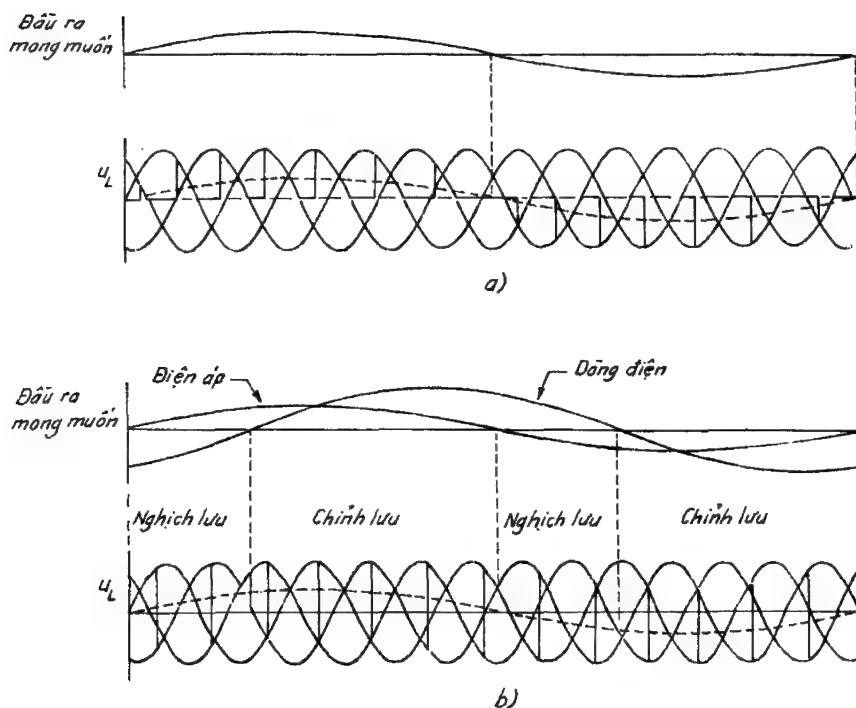
Hình 11.5. Dạng sóng điện áp và dòng điện của sơ đồ ở hình 11.4 khi tải thuần trở

Khi biên độ điện áp ra giảm đi như ở hình 11.7, trong trường hợp tải thuần trở sẽ xuất hiện điện áp u_L gián đoạn (hình 11.7a), tuy nhiên khi tải R-L điện áp u_L sẽ không bị gián đoạn nữa (hình 11.7b). Dạng sóng dòng điện biến thiên từ chu kỳ này tới chu kỳ khác, nhưng khi tần số vào đúng bằng bội số tần số ra thì dạng sóng dòng điện lặp lại theo đúng chu kỳ điện áp ra.

Có thể giảm điện áp ra bằng cách chỉnh góc mở như ở hình 11.7. Tuy nhiên khi đó các điều hòa bậc cao sẽ tăng thêm.



Hình 11.6. Dạng sóng dòng điện, điện áp ở hình 11.4 khi tải R-L



Hình 11.7. Các dạng sóng điện áp cơ bản giảm đi một nửa.
a) Tải thuần trở ; b) Tải điện cảm, dòng điện không bị gián đoạn

11.2.3. BỘ BIẾN TẦN TRỰC TIẾP BA PHA

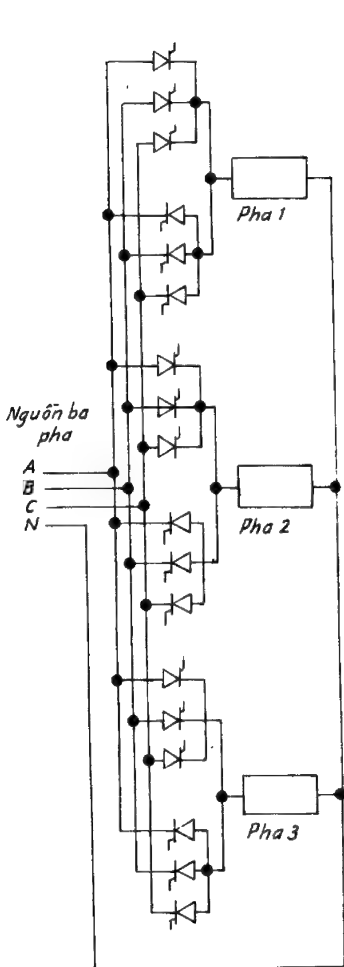
Hình 11.8 trình bày sơ đồ bộ biến tần trực tiếp ba pha có chỉ số đập mạch bậc ba và 18 tiristo cung cấp cho tải ba pha. Các nhóm biến đổi nối hình tia. Hình 11.9 là sơ đồ bộ biến tần trực tiếp, sơ đồ cầu gồm 36 tiristo.

Điện áp ra cực đại của bộ biến tần có chỉ số đập mạch p là :

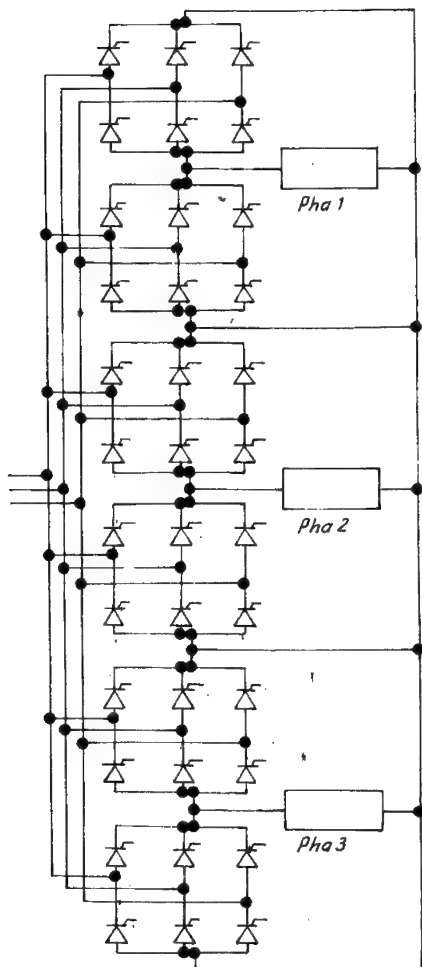
$$U_{0\max} = \sqrt{2} U_{\text{pha}} \sin \frac{p}{\pi} \quad (11.1)$$

Biên độ điện áp ra này sẽ phụ thuộc vào góc mở α :

$$U_0 = \sqrt{2} U_{\text{pha}} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \quad (11.2)$$

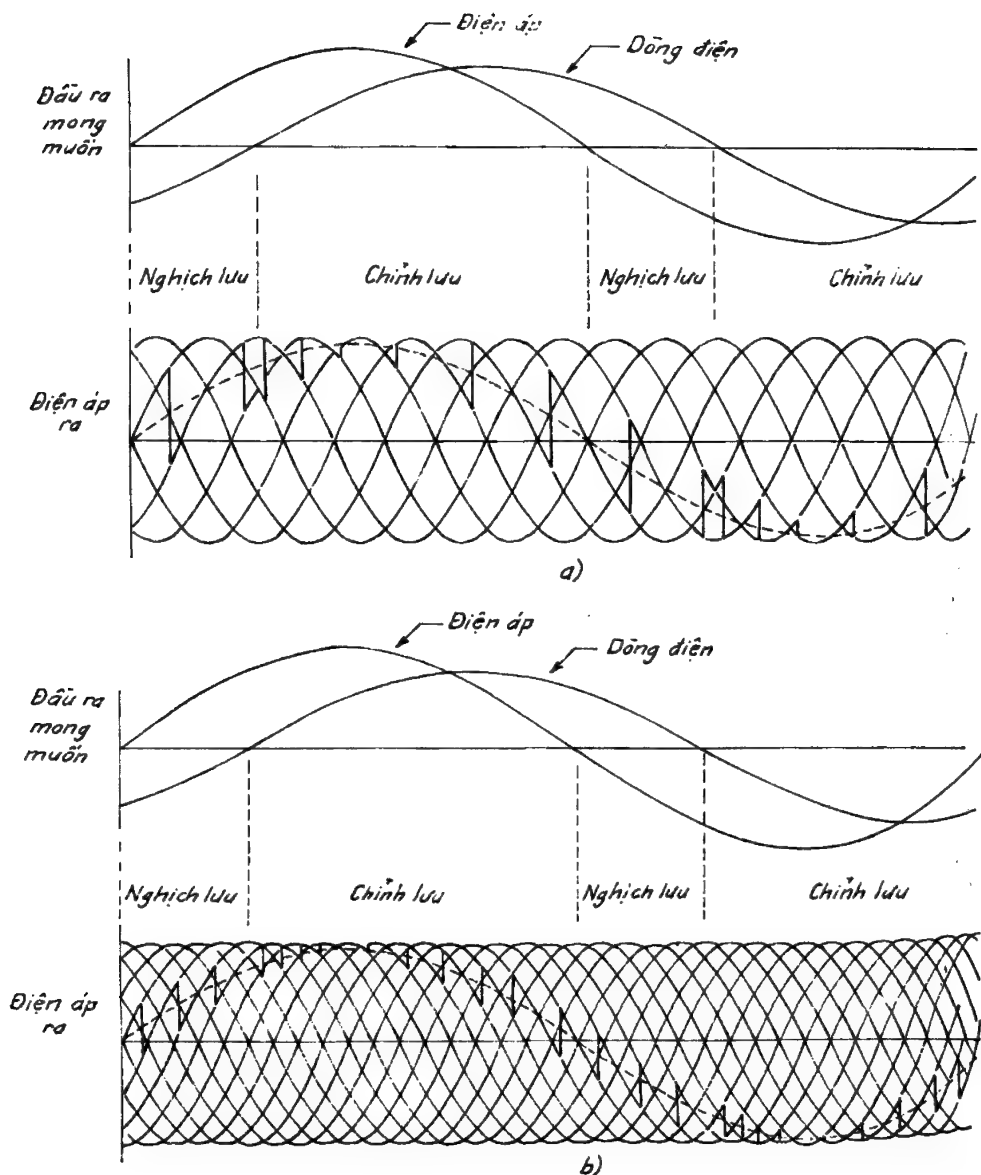


Hình 11.8. Biến tần trực tiếp ba pha hình tia $p = 3$



Hình 11.9. Biến tần trực tiếp ba pha hình cầu $p = 6$

Khi bộ biến tần ba pha trực tiếp có $p = 3$ cung cấp cho tải ba pha đối xứng, dòng điện ra đối xứng rõ rệt. Dạng sóng trong trường hợp tỷ số biến tần $4/1$ và $\cos \varphi = 0,707$, chậm sau được biểu diễn trên hình 11.10. Giả thiết dòng điện tải hình sin, tuy nhiên trong thực tế nó chứa các điều hòa bậc cao. Dòng điện tải trong từng chu kỳ không giống nhau, có chứa điều hòa cơ bản chậm pha so với điện áp và chứa các điều hòa bậc cao. Các tiristo được chuyển mạch tự nhiên, tùy theo tính chất của tải mà phải mở các tiristo để tạo ra điện áp ra mong muốn. Dòng điện vào về phía nguồn luôn chậm pha so với điện áp.



Hình 11.10. Dạng sóng điện áp bộ biến tần trực tiếp tải R-L :
a) Số đồ $p = 6$; b) Số đồ $p = 12$

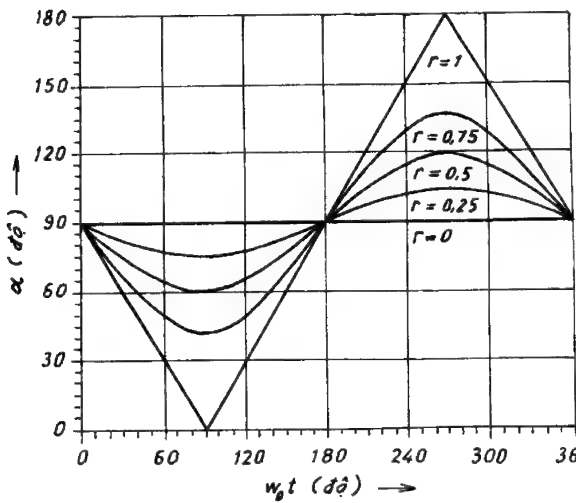
Gọi $U_{01\max}$ là trị số cực đại của điều hòa cơ bản và $r = U_{01\max}/U_{0\max}$. Sự biến thiên của góc mỗi α để tạo nên điện áp ra mong muốn hình sin được xác định bằng :

$$\alpha = \arccos \left[(U_{01\max}/U_{0\max}) \sin \omega_0 t \right] \quad (11.3)$$

là một hàm phi tuyến và được cho trên hình 11.11, với $r \leq 1$. Tuy nhiên góc mỗi của nhóm biến đổi dương P không thể giảm bằng không vì khi đó góc mỗi của nhóm biến đổi âm N bằng 180° . Điều này không thể thực hiện được do sự trùng dẫn của các tiristo. Vì thế góc mở của nhóm biến đổi dương phải được giới hạn tới góc α_{\min} và điện áp ra sẽ giảm một lượng $\cos\alpha_{\min}$.

Trị hiệu dụng của điện áp pha của bộ biến tần bằng :

$$V_{ON} = V_{OP} = rV_{pha} \frac{P}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \tag{11.4}$$

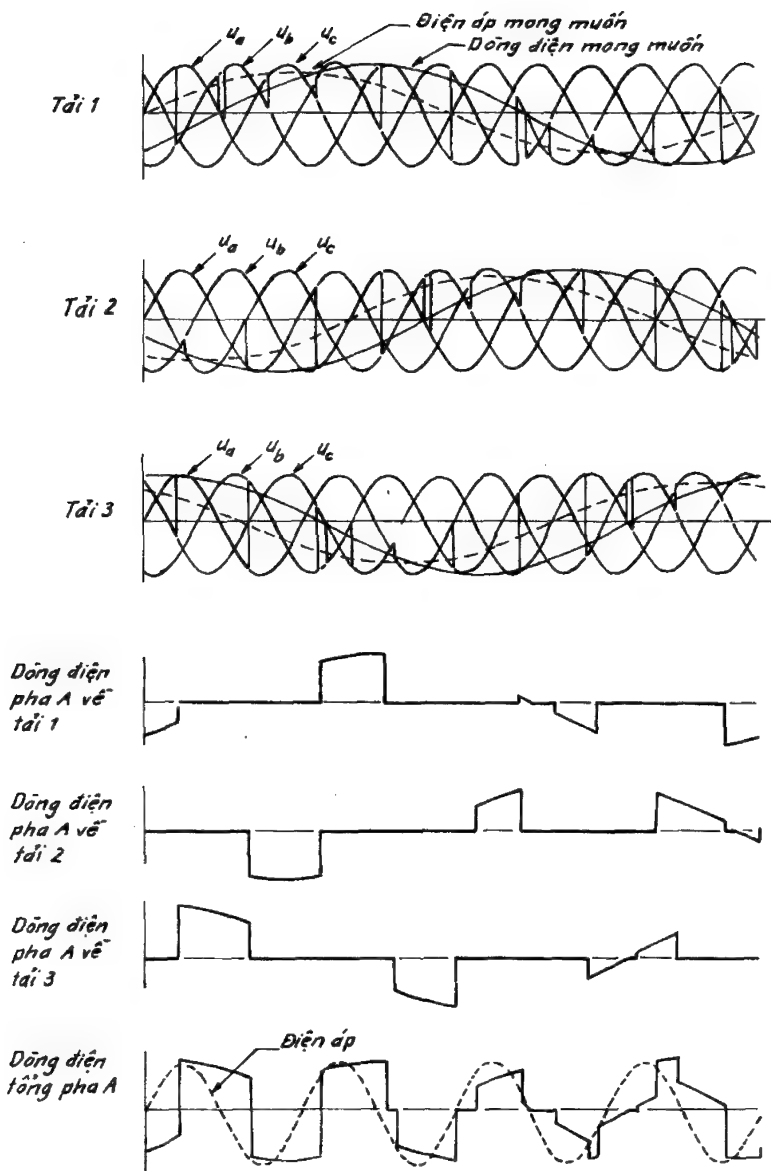


Hình 11.11. Sự biến thiên của góc mỗi α theo r của bộ biến tần trực tiếp

Dạng sóng điện áp và dòng điện mong muốn trong các pha của tải được cho trên hình 11.12 với chỉ số đập mạch $p = 3$ và tải điện cảm.

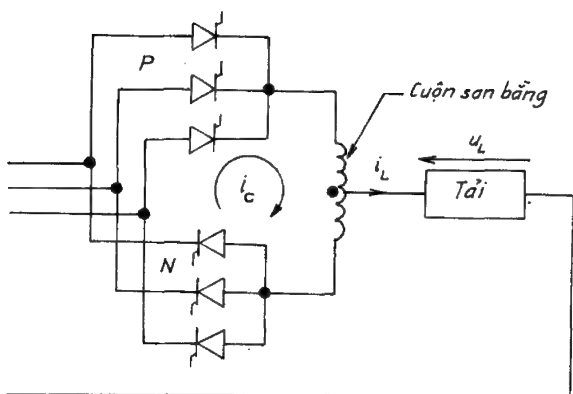
11.2.4. SỰ LÀM VIỆC CÓ DÒNG ĐIỆN VÒNG

Trong các mục trên ta đã nghiên cứu sự làm việc liên tiếp của các nhóm bộ biến đổi dương hoặc âm với giả thiết hai nhóm không được dẫn đồng thời, nếu không sẽ gây ngắn mạch. Để hạn chế dòng điện vòng chạy quẩn giữa hai nhóm ta có thể sử dụng cuộn kháng cân bằng như ở hình 11.13. Điện cảm của cuộn kháng san bằng đối với mỗi nhóm bằng một phần tư điện cảm đối với dòng điện vòng vì điện cảm tỷ lệ bình phương với số vòng dây.

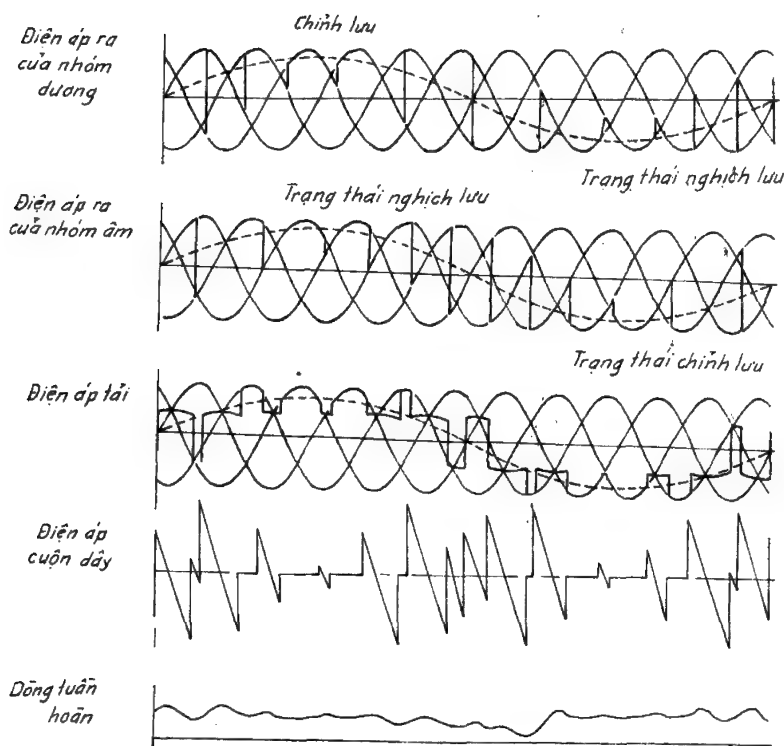


Hình 11.12. Dạng sóng điện áp, dòng điện bộ biến tần trực tiếp ba pha $p = 3$, tải điện cảm

Dạng sóng điện áp khi làm việc với dòng điện vòng được hạn chế bằng cuộn kháng san bằng được cho trên hình 11.14. Mỗi nhóm biến đổi dẫn thường xuyên ở chế độ chỉnh lưu hay nghịch lưu. Điện áp ra trung bình của hai nhóm cung cấp cho tải. Do phối hợp hai nhóm biến đổi



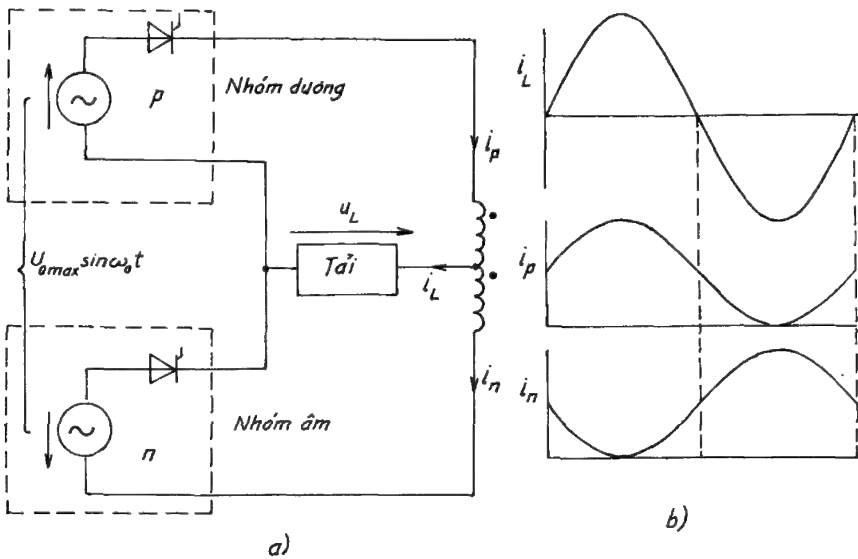
Hình 11.13. Cuộn kháng san bằng



Hình 11.14. Các dạng sóng của bộ biến tần trực tiếp có chỉ số đập mạch $p = 3$, dòng điện vòng, làm việc không tải

dương và âm có thể giảm được các điều hòa bậc cao và tổng hợp điện áp hai nhóm hình thành điện áp ra mong muốn. Điện áp trên cuộn kháng bằng hiệu điện áp tức thời của hai nhóm. Dòng điện vòng giữa hai nhóm

chỉ có thể chạy theo một chiều. Ở chế độ xác lập, dòng điện được xác lập trong khoảng điện áp dương cho đến khi dòng điện tăng hay giảm. Trên hình 11.14 biểu diễn dạng sóng điện áp của bộ biến tần trực tiếp khi không tải. Khi có tải điện áp ra của hai nhóm là các hình sin giống nhau nhưng ngược dấu như ở hình 11.15b, do đó điện áp cơ bản không tạo nên dòng điện vòng. Khi bắt đầu dẫn (ví dụ nhóm dương P), do có i_p , điện áp cảm ứng trong cuộn kháng xuất hiện trong mạch của nhóm âm N có cực tính ngược với tiristo ngăn cản dòng điện i_n chạy trong mạch. Vai trò của cuộn kháng là duy trì mức năng lượng từ trường tích lũy trong cuộn dây không đổi, do vậy khi i_p giảm thì i_n phải tăng với cùng tốc độ. Dòng điện qua tải $i_L = i_p - i_n$.



Hình 11.15. Bộ biến tần trực tiếp lý tưởng làm việc có dòng điện vòng.
a) Mạch tương đương ; b) Các dạng sóng

Dòng điện trung bình của mỗi nhóm bằng một nửa dòng điện tải. Dòng điện vòng do điện áp đập mạch sinh ra cũng bổ sung vào thành phần dòng điện cơ bản. Ở sơ đồ làm việc có dòng điện vòng, mỗi nhóm luôn có dòng điện và tạo nên dòng điện tải lớn hơn đối với mỗi nhóm khi làm việc với nhóm bị khóa.

Trong thực tế người ta chỉ sử dụng chế độ làm việc có dòng vòng khi dòng điện tải nhỏ, để duy trì dạng sóng dòng điện tải không bị gián đoạn.

Khi công suất lớn, các nhóm phải được khóa theo thứ tự để tránh dòng điện vòng lớn khi cả hai nhóm cùng dẫn. Mạch điều khiển phải luôn luôn kiểm soát độ lớn của dòng điện tải và chỉ cho phép đưa xung mỗi vào mỗi nhóm khi dòng này nhỏ và khóa các nhóm khi dòng điện này lớn. Sẽ thuận lợi hơn nếu cuộn kháng bị bão hòa khi dòng điện lớn, do vậy khi làm việc với nhóm bị khóa có thể sử dụng lõi mạch từ nhỏ hơn.

11.2.5. ĐIỀU KHIỂN BIẾN TẦN TRỰC TIẾP

Nhiều sơ đồ điều khiển (kỹ thuật tương tự hoặc kỹ thuật số) đã được phát triển để cung cấp các xung điều khiển bộ biến tần trực tiếp. Giả thiết điện áp chuẩn $e_r = E_r \sin \omega_0 t$, có tần số mong muốn f_0 và tín hiệu điều biến dạng cosin là $e_m = E_m \cos \omega_1 t$. Điện áp điều biến có thể tạo nên như các điện áp dịch pha (pha B đối với các tiristo pha A, pha C đối với các tiristo pha B...) Giao điểm a trên hình 11.16 cho ta :

$$E_m \sin (\omega_1 t - 120^\circ) = -E_r \sin (\omega_0 t - \varphi)$$

$$\text{hay } \cos(\omega_1 t - 30^\circ) = (E_r/E_m) \sin(\omega_0 t - \varphi)$$

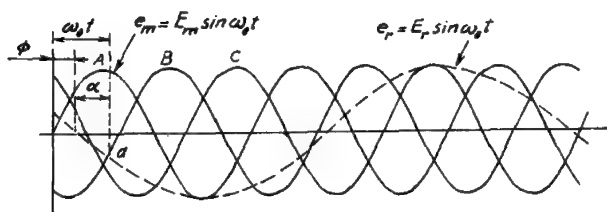
Trên hình 11.16 góc mỗi của tiristo pha A là $\alpha = (\omega_1 t - 30^\circ)$, do đó :

$$\cos \alpha = (E_r/E_m) \sin(\omega_0 t - \varphi) \tag{11.5}$$

Điện áp ra bộ biến tần trực tiếp làm việc với dòng điện liên tục :

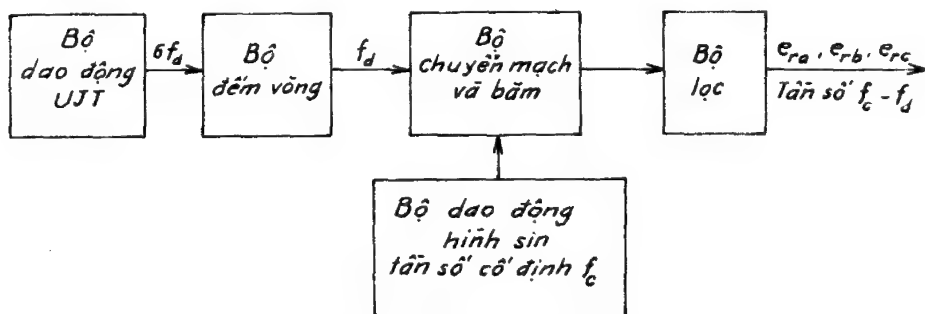
$$V_0 = V_{d0}(E_r/E_m) \sin (\omega_0 t - \varphi)$$

Cho biết biên độ, tần số và pha của điện áp ra có thể được điều chỉnh bằng các thông số tương ứng của điện áp chuẩn e_r với giả thiết đặc tính của bộ biến tần là tuyến tính.

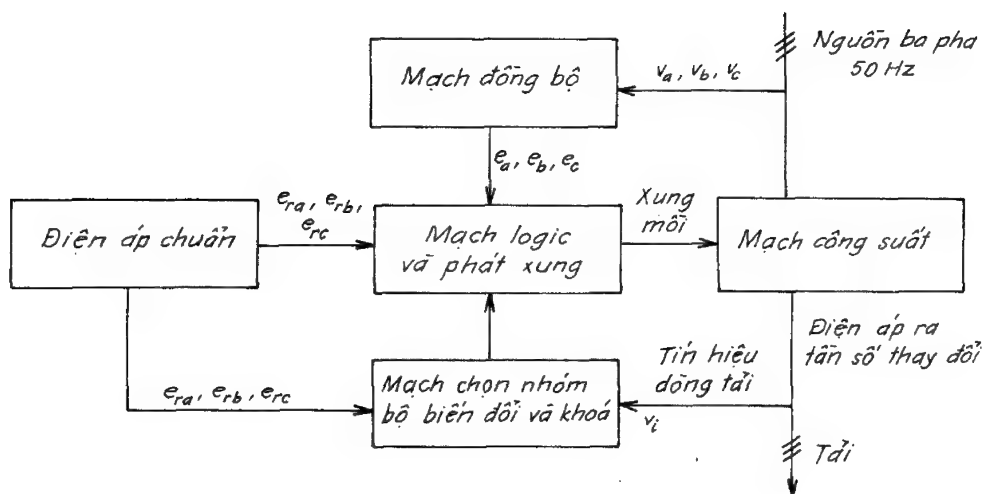


Hình 11.16. Điện áp điều biến cosin

Sai lệch điện áp giữa hai nhóm biến đổi dương và âm được khóa như ở hình 11.15b. Sơ đồ khối điều khiển bộ biến tần trực tiếp không có dòng vòng cho trên hình 11.17. Mạch đồng bộ tạo nên điện áp tựa e_a, e_b, e_c , đồng bộ với điện áp lưới. Điện áp chuẩn e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} dùng để so sánh với điện áp tựa. Tranzito một chuyển tiếp tần số biến thiên UJT tạo dao động tích thoát tần số $6f_d$ đóng mở bộ đếm vòng để tạo nên điện áp ba pha hình chữ nhật tần số f_d (hình 11.18), được sử dụng để điều khiển tần số cố định f_c của bộ băm tranzito ba pha. Điện áp ra của nó chứa các tần số : $(f_c - f_d), (f_c + f_d), (3f_d + f_c)$. Thành phần tần số mong muốn là $f_c - f_d$ được lọc qua bộ lọc thông thấp. Kết quả thu được điện áp ra chuẩn e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} . Mạch logic và tạo xung của mỗi pha so sánh điện áp chuẩn và điện áp điều chế để phát xung mỗi. Tín hiệu dòng điện v_i của tải được phản hồi qua mạch lựa chọn nhóm biến đổi để phát hiện nhóm dương hoặc âm phụ thuộc vào dòng điện qua vị trí không từ âm sang dương hoặc từ dương sang âm. Trong thực tế dòng điện có thể gián đoạn qua không nhiều lần khi chuyển hướng, do đó cùng với tín hiệu dòng điện cũng sử dụng điện áp chuẩn và đưa thêm ngưỡng dòng điện tải v_i để tránh chuyển mạch bộ biến đổi không đúng. Do vậy mạch trễ tạo nên khoảng trống tránh ngắn mạch các pha. Trong các bộ biến tần sử dụng kỹ thuật vi xử lý, nhiều nhiệm vụ được thực hiện bằng phần mềm. Dạng sóng điện áp chuẩn được phát trong máy tính, lưu trữ trong EPROM và được truy cập theo điều khiển của chương trình và đồng hồ nhịp. Điện áp tương tự có thể chuyển đổi thành tín hiệu số nhờ bộ đổi ADC. Việc so sánh có thể được tiến hành bằng kỹ thuật vi xử lý. Việc bổ sung thời gian trễ và khóa liên động có thể được thực hiện bằng kỹ thuật số và phần mềm. Việc thay đổi điều khiển mỗi sử dụng nguyên lý lấy mẫu đều.



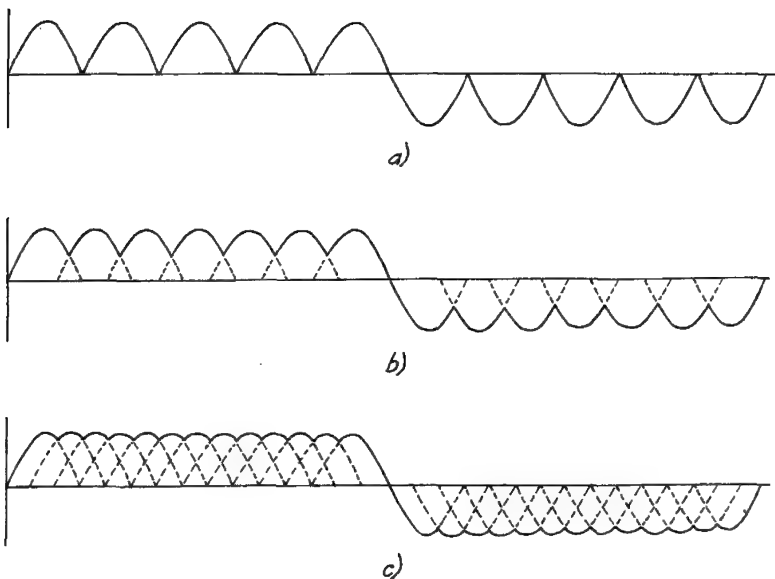
Hình 11.17. Sơ đồ khối tạo điện áp chuẩn ba pha có điện áp và tần số biến thiên



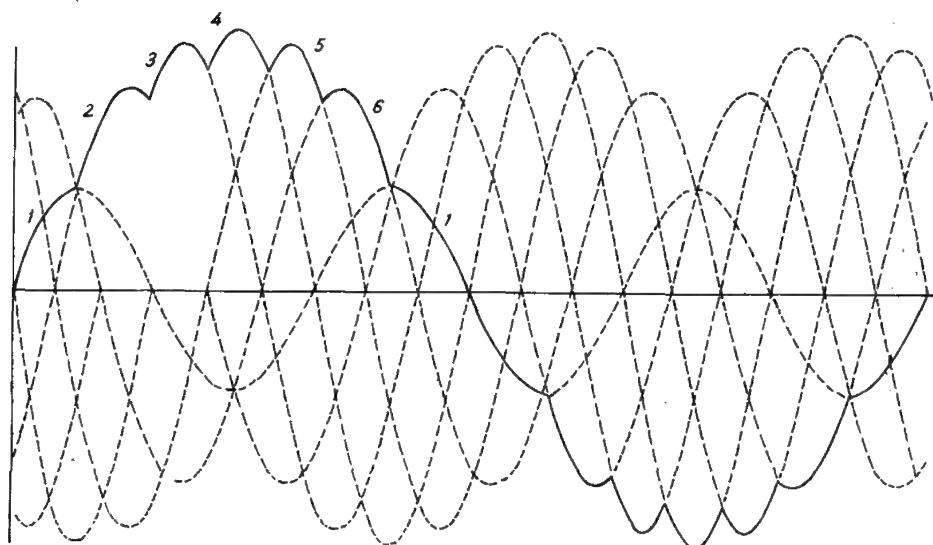
Hình 11.18. Sơ đồ khối điều khiển bộ biến tần trực tiếp không có dòng vòng

11.2.6. BỘ BIẾN TẦN ĐƯỜNG BAO

Có thể điều khiển bộ biến tần trực tiếp sao cho mỗi nhóm làm việc ở tình trạng dẫn hoàn toàn như các diôt. Việc điều khiển các tiristo được tiến hành trong khoảng một nửa chu kỳ làm việc. Các diôt, tiristo hoặc triac trên các pha phía đầu vào xoay chiều của bộ biến đổi có chỉ số đập mạch cho trước sẽ tác động như khóa chuyển mạch trong mỗi nửa chu kỳ làm việc. Dạng sóng của các bộ tiến tần này được biểu diễn trên hình 11.19 là đường bao của các sóng vào, vì thế gọi là bộ biến tần đường bao. Ta nhận thấy mạch điều khiển cần thiết để tổng hợp đầu ra của bộ biến tần đường bao đơn giản hơn mạch điều khiển biến tần trực tiếp có điều chỉnh pha trình bày ở mục trên. Tuy nhiên nó cũng có một số hạn chế. Vì sóng ra có xu hướng trở nên hình chữ nhật nên xuất hiện nhiều điều hòa bậc cao. Tỷ số tần số ra trên tần số vào không thay đổi một cách tùy ý mà phải là số nguyên. Một tải có hệ số công suất chậm sau hay vượt trước, tùy theo từng khoảng thời gian phải cho nhóm làm việc ở chế độ chỉnh lưu sau đó ở chế độ nghịch lưu với hệ số công suất của tải phải bằng 1 hay gần bằng 1. Nếu mỗi nhóm bộ biến đổi có 6 nửa chu kỳ (hình 11.19a) với các điện áp pha khác nhau, có thể chuyển mạch các pha một cách tự nhiên để có tỷ số tần số 3/1 như ở hình 11.20, khi đó dạng sóng sẽ gần hình sin hơn.



Hình 11.19. Các dạng sóng của bộ biến tần đường bao có hệ số đập mạch nhỏ
a) Hai ; b) Ba ; c) Sáu



Hình 11.20. Bộ biến tần đường bao có hệ số đập mạch nhỏ

11.3. BỘ NGHỊCH LƯU

11.3.1. ĐẠI CƯƠNG

Bộ nghịch lưu là bộ biến đổi tĩnh đảm bảo biến đổi một chiều thành xoay chiều. Nguồn cung cấp là một chiều, nhờ các khóa chuyển mạch làm

thay đổi cách nối đầu vào và đầu ra một cách chu kỳ để tạo nên đầu ra xoay chiều. Khác với bộ biến tần trực tiếp đã nghiên cứu ở các mục trước, việc chuyển mạch được thực hiện nhờ lưới xoay chiều, trong bộ nghịch lưu cũng như trong bộ điều áp một chiều, hoạt động của chúng phụ thuộc vào loại nguồn và tải.

Các bộ nghịch lưu được phân thành hai loại :

- Bộ nghịch lưu áp được cung cấp từ nguồn áp một chiều.
- Bộ nghịch lưu dòng được cung cấp từ nguồn dòng một chiều.

Loại nguồn sẽ xác định theo quan điểm chuyển mạch.

Điện áp hoặc dòng điện ra của bộ nghịch lưu áp hay nghịch lưu dòng được tạo nên từ một sóng trong một nửa chu kỳ gọi là bộ nghịch lưu được điều khiển toàn sóng. Do sự phát triển của các linh kiện bán dẫn công suất và phương pháp điều khiển, người ta thường sử dụng phương pháp điều biến độ rộng xung PWM mỗi nửa chu kỳ được tạo nên từ nhiều sóng có độ rộng thích hợp, nhờ đó dễ dàng lọc điện áp và dòng điện ra. Vì thế để bắt đầu nghiên cứu cần nghiên cứu sự làm việc với điều khiển toàn sóng và làm cơ sở so sánh với sự làm việc với điều biến độ rộng xung. Tiếp theo sẽ đề cập đến bộ biến tần cộng hưởng có điện áp hay dòng điện cung cấp gần tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng ít suy giảm. Chúng thường được sử dụng để cung cấp cho các tải tần số trung bình có hệ số công suất rất nhỏ (đốt nóng bằng cảm ứng), chúng đòi hỏi điều khiển đặc biệt. Bộ biến tần nghịch lưu dòng hoặc áp thường được sử dụng trong truyền động điện xoay chiều có tốc độ thay đổi.

11.3.2. BỘ NGHỊCH LƯU ÁP MỘT PHA

Bộ nghịch lưu áp một pha được cung cấp bằng nguồn áp một chiều có trở kháng rất nhỏ, do đó điện áp U không chịu ảnh hưởng của biến thiên dòng điện qua nó. Điện áp vào một chiều được chuyển mạch để tạo nên điện áp ra xoay chiều u' .

Dòng điện ra i' và do đó dòng điện vào i phụ thuộc vào tải phía xoay chiều. Tải này có thể bất kỳ với điều kiện không phải là một nguồn áp khác (điện dung hay sức điện động xoay chiều) mắc trực tiếp vào đầu ra.

Để nghiên cứu các bộ nghịch lưu áp một cách tổng quát, ta giả thiết tải dòng xoay chiều là lý tưởng, nghĩa là dòng điện tải i' là hình sin.

Có ba loại bộ nghịch lưu một pha :

- Bộ nghịch lưu có máy biến áp điểm giữa (thường gọi là bộ nghịch lưu đẩy-kéo).

- Bộ nghịch lưu phân áp vào điện dung (còn gọi là bộ nghịch lưu bán cầu) :

- Bộ nghịch lưu cầu.

Hai bộ nghịch lưu đầu chỉ cần hai khóa chuyển mạch nhưng phải có một điểm giữa ở phía ra xoay chiều hoặc ở phía vào một chiều, trong khi đó bộ nghịch lưu cầu cần bốn khóa chuyển mạch.

11.3.3. BỘ NGHỊCH LƯU CÓ MÁY BIẾN ÁP ĐIỂM GIỮA

11.3.3.1. Sơ đồ nguyên lý

Sơ đồ nguyên lý bộ nghịch lưu áp một pha có máy biến áp điểm giữa được cho trên hình 11.21 với nguồn áp một chiều U , máy biến áp có điểm giữa và hai khóa chuyển mạch K_1 và K_2 , dòng điện tải xoay chiều i' . Điểm giữa máy biến áp nối với một cực nguồn áp U , còn đầu kia qua khóa K_1 nối với A và qua khóa K'_1 nối với B . Giả thiết máy biến áp lý tưởng, điện áp các dây quấn tỷ lệ với số vòng dây, ta có :

$$v'_1 = v_1, u' = \frac{n_2}{n_1/2} v_1$$

$$\text{Khi } K_1 \text{ đóng có : } v_1 = U, u' = \frac{2n_2}{n_1} U$$

$$\text{Khi } K'_1 \text{ đóng có : } v'_1 = -U, u' = -\frac{2n_2}{n_1} U$$

- Nếu bỏ qua dòng điện từ hóa, dòng sơ cấp và thứ cấp liên hệ qua phương trình cân bằng sức từ động :

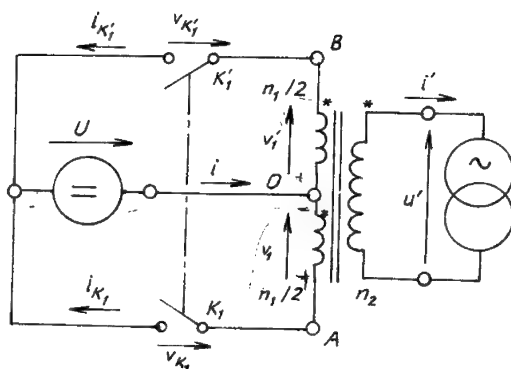
$$\frac{n_1}{2} (i_{K1} - i_{K'1}) = n_2 i'$$

Hai khóa chuyển mạch K_1 và K_2 phải một khóa đóng, một khóa mở, vì nếu cả hai đều mở có nghĩa là mạch tải xoay chiều hở mạch và :

$$i_{K1} = i_{K1} = 0$$

do đó $i' = 0$.

Nếu cả hai khóa cùng đóng thì sẽ ngắn mạch phía nguồn một chiều :



Hình 11.21. Bộ nghịch lưu máy biến áp điểm giữa

$$v_A - v_0 = v_B - v_0 \text{ do đó } v_A = v_B = v_0$$

11.3.3.2 Biểu thức và dạng sóng

Để điện áp ra u' có chu kỳ T , ta mở K_1 từ $t = 0$ đến $t = T/2$ và K'_1 từ $t = T/2$ đến T .

Khi $0 < T < T/2$, K_1 đóng và K'_1 mở :

$$v_1 = +U, v'_1 = +U, u' = + \frac{2n_2}{n_1} U$$

$$v_{K1} = 0, i_{K1} = \frac{2n_2}{n_1} i', i = i_{K1}$$

$$v_{K'1} = v_1 + v'_1 = +2U, i_{K'1} = 0.$$

- Khi $T/2 < t < T$, K'_1 đóng K_1 mở :

$$v'_1 = -U, v_1 = -U, u' = - \frac{2n_2}{n_1} U$$

$$v_{K1} = -v_1 - v'_1 = +2U, i_{K1} = 0$$

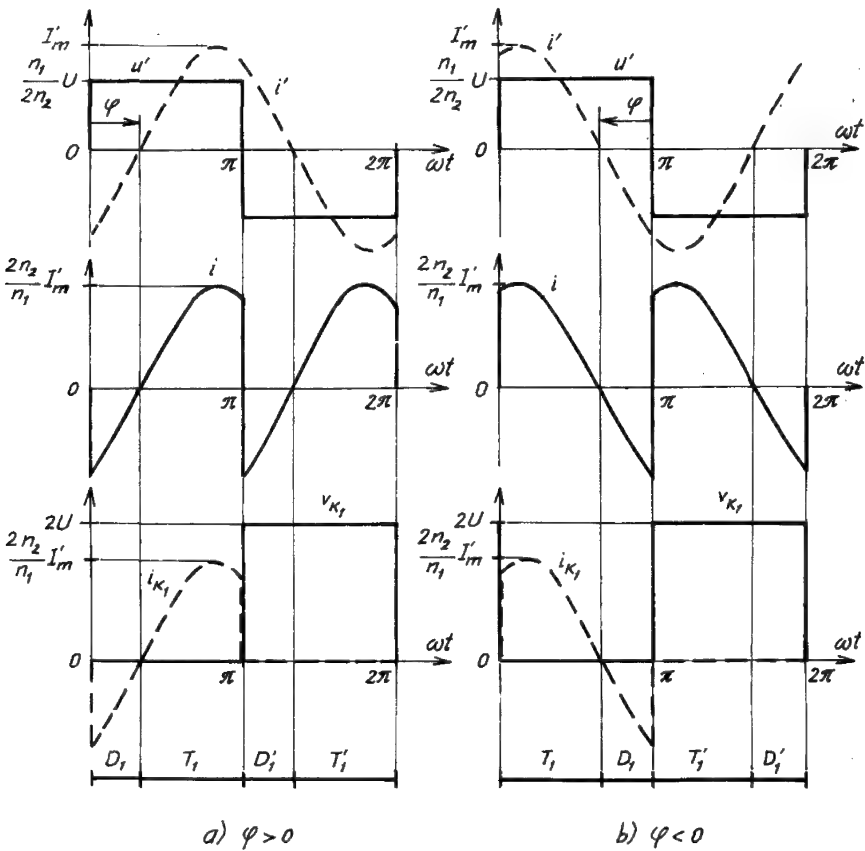
$$v_{K'1} = 0, i_{K'1} = - \frac{2n_2}{n_1} i', i = i_{K'1}$$

Giả thiết dòng điện ra hình sin có dạng : $i' = I'_m \sin(\omega t - \varphi)$. Góc lệch pha φ của dòng tải i' so với điện áp u' dương khi tải điện cảm, còn

khi tải điện dung φ âm. Hình 11.22 trình bày dạng sóng u' , i' với tải điện cảm $\varphi > 0$ và tải điện dung $\varphi < 0$.

11.3.3.3. Các linh kiện bán dẫn cần sử dụng

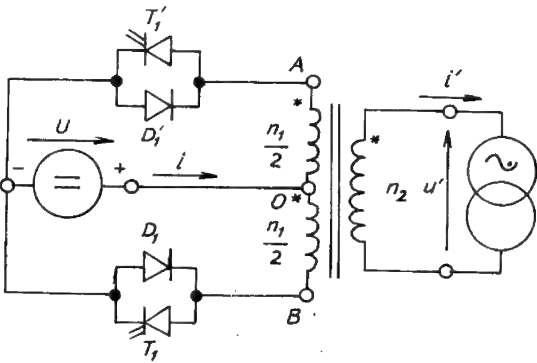
Dạng sóng trên hình 11.22 cho thấy, điện áp trên cực khóa chuyển mạch mở luôn dương và dòng điện trong khóa chuyển mạch đóng ngược chiều. Nếu $\varphi > 0$, K_1 và K'_1 phải có hai chiều tạo nên bằng một linh kiện đóng tự phát và mở có điều khiển với một diốt mắc song song ngược. Nếu $\varphi < 0$, K_1 và K'_2 phải có hai chiều tạo nên bằng linh kiện đóng có điều khiển và mở tự phát có một diốt nối song song ngược. Trường hợp φ bất kỳ, linh kiện phải được đóng và mở tùy theo trường hợp sử dụng. Ta có sơ đồ ở hình 11.23.



Hình 11.22. Dạng sóng bộ nghịch lưu áp máy biến áp điểm giữa

Phía dưới hình 11.22 vẽ khoảng dẫn của các linh kiện bán dẫn. Ta nhận thấy mọi chuyển mạch ở dòng điện không bằng không tạo nên giữa một linh kiện có điều khiển và một diốt. Tính chất này chung cho các bộ nghịch lưu áp.

Do máy biến áp có điểm giữa, điện áp trên cực khóa chuyển mạch hở bằng hai lần điện áp nguồn một chiều U , ta gọi bộ nghịch lưu nhân đôi điện áp.



Hình 11.23. Sơ đồ bộ nghịch lưu áp, máy biến áp điểm giữa

11.3.3.4. Đặc tính

Nếu giả thiết điện áp vào không đổi, dòng điện ra hình sin, máy biến áp và linh kiện bán dẫn lý tưởng, ta dễ dàng tìm được điện áp ra và dòng điện vào :

- Điện áp ra : Trong một nửa chu kỳ điện áp ra bằng $+(2n_2/n_1)U$ và $-(2n_2/n_1)U$ ở nửa chu kỳ kia. Điện áp ra u' có trị hiệu dụng bằng :

$$U' = \frac{2n_2}{n_1} U$$

- Trị hiệu dụng thành phần cơ bản :

$$U'_{1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{2n_2}{n_1} U \tag{11.7}$$

- Tỷ số điều hòa :

$$\tau_{u'} = \frac{1}{U'_{1}} \sqrt{U'^2 - U'^2_{1}} = 0,483 \tag{11.8}$$

- Khai triển Fourier có :

$$u' = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2n_2}{n_1} U \left(\sin\omega t + \frac{1}{3} \sin3\omega t + \frac{1}{5} \sin5\omega t + \frac{1}{7} \sin7\omega t \dots \right) \tag{11.9}$$

Ngoài sóng cơ bản, u' còn chứa tất cả các điều hòa bậc lẻ. Biên độ điều hòa tỷ lệ nghịch với bậc của nó.

- Dòng điện vào i có chu kỳ bằng một nửa chu kỳ của các đại lượng ra. Khi $0 < \omega t < \pi$, ta có biểu thức :

$$i = \frac{2n_2}{n_1} I'_m \sin(\omega t - \varphi).$$

Suy ra trị trung bình :

$$I = \frac{2n_2}{n_1} I'_m \frac{2}{\pi} \cos\varphi$$

Trị hiệu dụng :

$$I_{hd} = \frac{2n_2}{n_1} \frac{I'_m}{\sqrt{2}} \quad (11.10)$$

Độ nhấp nhô :

$$\Delta i = i_{\max} - i_{\min} = \frac{2n_2}{n_1} I'_m (1 + |\sin\varphi|) \quad (11.11)$$

Và tỷ số điều hòa :

$$\left. \begin{aligned} \tau_i &= \frac{1}{I} \sqrt{I_{hd}^2 - I^2} \\ \tau_i &= \frac{\pi}{2\sqrt{2}|\cos\varphi|} \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2} \cos^2\varphi} \end{aligned} \right\} \quad (11.12)$$

Khai triển Fourier ngoài thành phần I_1 còn chứa các điều hòa 2ω , 4ω , 6ω ... Thành phần tần số $2k\omega$ có biên độ :

$$I_{2km} = \frac{2n_2}{n_1} I'_m \frac{4|\cos\varphi|}{\pi(4k^2 - 1)} \sqrt{1 + 4k^2 \tan^2\varphi}$$

Khi $\varphi = \pi/2$ thì τ_i và I_{2km} là cực đại.

11.3.3.5. Tính chất thuận nghịch

Vì bỏ qua các tổn hao trong bộ nghịch lưu, công suất tức thời đầu ra và đầu vào như nhau :

$$p = u.i = u'i'.$$

Công suất tác dụng :

$$P = U.I = U'_1 \frac{I'_m}{\sqrt{2}} \cos\varphi$$

Từ hình 11.22 ta nhận thấy :

Trong khoảng u' và i' cùng dấu, dòng điện vào i là dương, T_1 và T'_1 dẫn, công suất từ đầu vào ra đầu ra tải xoay chiều được cung cấp bằng nguồn một chiều.

- Trong khoảng u' và i' trái dấu, công suất âm, D_1 và D'_1 dẫn có công suất tái sinh từ đầu ra tới đầu vào.

Đảo chiều tức thời dòng điện của nguồn áp xoay chiều là bắt buộc để bộ nghịch lưu có thể làm việc ở chế độ nghịch lưu áp.

- Nếu $|\varphi| < \pi/2$, công suất P và dòng I sẽ âm, việc truyền dẫn năng lượng sẽ theo chiều ngược vì ta giả thiết rằng phía xoay chiều là máy phát, phía một chiều là tải.

- Khi bộ nghịch lưu được cung cấp từ bộ chỉnh lưu, cần đặt trước bộ nghịch lưu một bộ lọc đầu vào như ở hình 11.24. Mặc dù bộ chỉnh lưu không đảo chiều dòng điện nhưng bộ nghịch lưu lại có thể, do điện dung C của bộ lọc đảm bảo đổi chiều tức thời dòng điện bởi vì :

- Khi dòng điện âm tụ C được nạp : $i_C = i_d + |i|$,

- Khi dòng điện dương tụ C phóng : $i = |i_C| + i_d$:

Tuy nhiên không thể đảo chiều được bởi vì dòng điện i_C có giá trị trung bình bằng không ; dòng I bằng giá trị trung bình I_d của dòng điện chỉnh lưu mà I_d không thể đảo chiều do đó I không thể âm được.

Để thực hiện bộ chỉnh lưu và nghịch lưu đảo chiều cần :

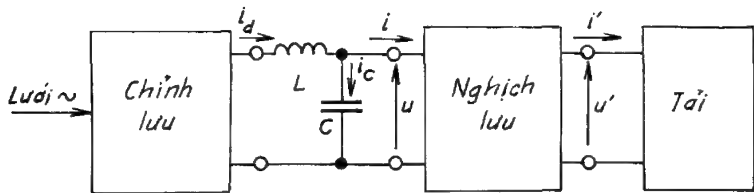
- Sử dụng hai bộ chỉnh lưu, một bộ cho $I > 0$, một bộ cho $I < 0$.

- Đặt bộ đảo chiều nằm giữa khối chỉnh lưu và nghịch lưu.

- Thực hiện bộ nghịch lưu có thể làm việc với U dương hoặc với U âm.

Khi bộ nghịch lưu được cấp điện từ bộ ắc quy, có thể đảm bảo đổi chiều vì ắc quy là nguồn áp cho phép đổi chiều dòng điện. Khi I và P dương, ắc quy

được nạp ; còn khi âm ắc quy phóng điện. Nếu thêm bộ lọc đầu vào LC sẽ giảm sự nhấp nhô của dòng điện phát hay nhận của ắc quy.



Hình 11.24. Bộ lọc đầu vào trước bộ nghịch lưu

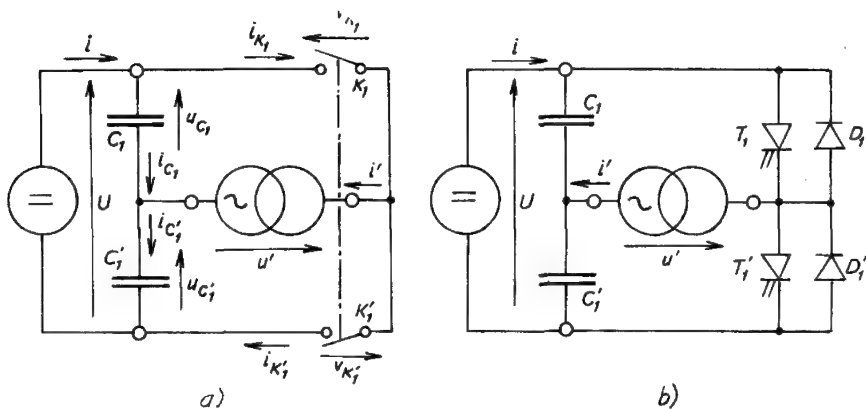
11.3.4. BỘ NGHỊCH LƯU NỬA CẦU

11.3.4.1. Sơ đồ

Có một giải pháp khác thực hiện bộ nghịch lưu áp một pha có hai khóa chuyển mạch là đầu vào phân áp điện dung tạo nên bằng hai tụ C_1 và C_2 có điện dung C như nhau (hình 11.25a). Nếu C đủ lớn ta có hai điện áp U_{C1} và U_{C2} hầu như không đổi và bằng $U/2$.

Khi K_1 đóng, $u' = u_{C1} = +U/2$

Khi K'_1 đóng, $u' = -u_{C1} = -U/2$



Hình 11.25. Bộ nghịch lưu nửa cầu.

a) Sơ đồ nguyên lý ; b) Sơ đồ các linh kiện bán dẫn

Các khóa K_1 và K'_1 phải một đóng, một mở.

11.3.4.2. Nhân đôi dòng điện

Vì tổng $u_{C1} + u'_{C1} = U$, do đó :

$$du_{C1}/dt + du'_{C1}/dt = 0$$

$$C \frac{du_{C1}}{dt} = - C \frac{du'_{C1}}{dt}$$

$$i_{C1} = -i'_{C1}$$

Dòng điện nạp (phóng) của C_1 bằng dòng điện phóng (nạp) của C'_1 . Dòng điện tới điểm giữa phân áp điện dung gấp đôi dòng trong mỗi nhánh, do đó :

$$i' = i_{C1} - i_{C1} = 2i_{C1} = -2i_{C1}$$

$$\text{Khi } K_1 \text{ đóng : } i_{K1} = i' = 2i_{C1} = 2i$$

$$\text{Khi } K'_1 \text{ đóng : } i_{K'1} = -i' = 2i_{C1} = 2i$$

Dòng điện trong khóa chuyển mạch đóng gấp đôi dòng điện nguồn.

11.3.4.3. Biểu thức và dạng sóng

- Khi $0 < t < T/2$, K_1 đóng và K'_1 mở :

$$u' = u_{C1} \approx \frac{U}{2}, i = i_{C1} = \frac{i'}{2}, v_{K1} = 0, i_{K1} = i', v_{K'1} = U, i_{K'} = 0.$$

- Khi $T/2 < t < T$, K'_1 đóng và K_1 mở :

$$u' = -u_{C1} \approx -\frac{U}{2}, i = i_{C1} = \frac{i'}{2}$$

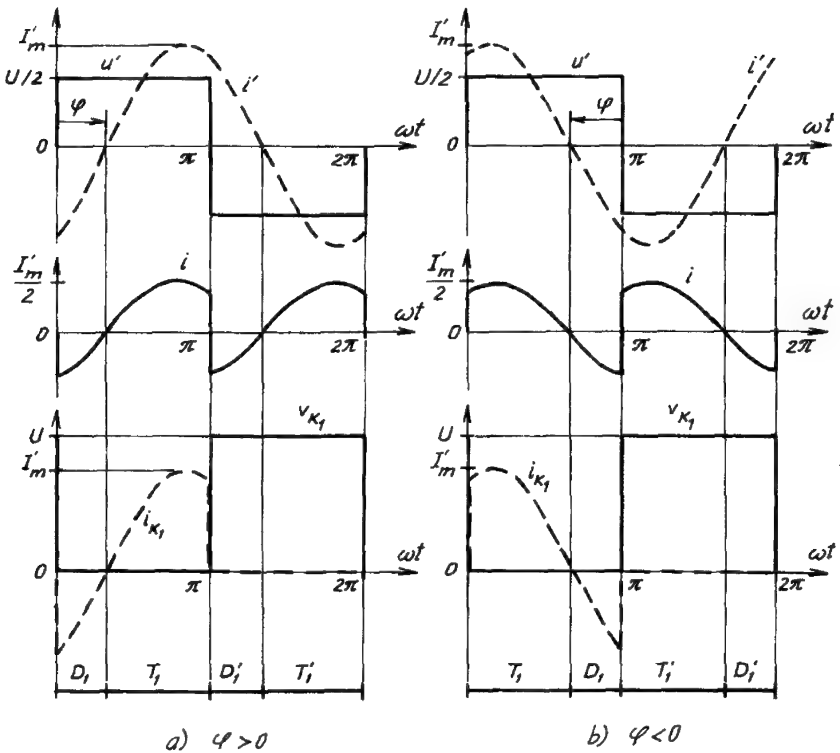
$$v_{K1} = +U, i_{K1} = 0, v_{K'1} = 0, i_{K'1} = -i'.$$

Hình 11.26 biểu diễn dạng sóng của u' , i' , i , v_{K1} và i_{K1} .

Dạng sóng thu được giống dạng sóng trong trường hợp nghịch lưu có máy biến áp điểm giữa, chỉ khác về biên độ. Từ đó suy ra sơ đồ cấu trúc linh kiện bán dẫn như trên hình 11.25b.

- Các quan hệ đã cho với điện áp ra u' vẫn được sử dụng với điều kiện thay U bằng $U/2$.

- Các quan hệ đã cho với dòng điện vào i vẫn được sử dụng với điều thay $(2n_2/n_1)I_m$ bằng $I_m/2$.
- Những lưu ý về đảo chiều vẫn giữ nguyên



Hình 11.26. Dạng sóng dòng điện áp bộ nghịch lưu áp nửa cầu, phân áp điện dung

a) Khi tải R-L ($\varphi > 0$) ; b) Khi tải R-C ($\varphi < 0$)

Nhận xét :

Vì dòng điện trong tụ điện có biểu thức :

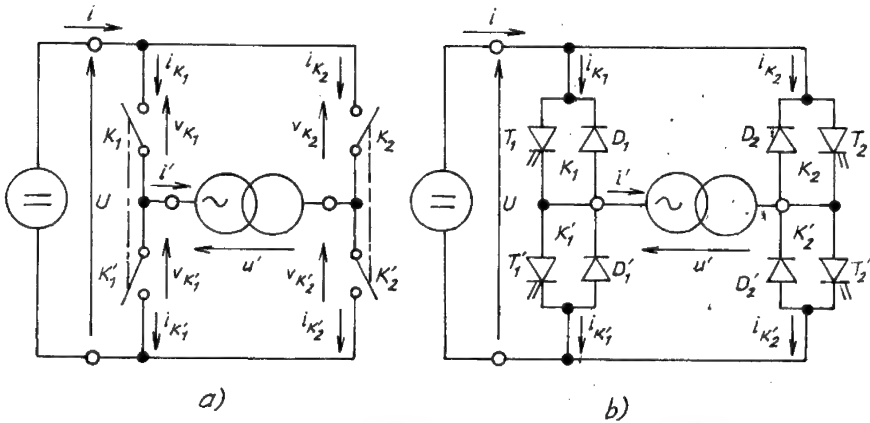
$$i_{C1} = -i_{C'1} = -\frac{i'}{2} \sin(\omega t - \varphi)$$

Thành phần điện áp xoay chiều có biên độ bằng : $I_m/2\omega C$. Để u_{C1} và $u_{C'1}$ gần bằng nhau và bằng trị trung bình $U/2$ thì giá trị của tụ C phải bằng :

$$\frac{I'_m}{2\omega C} \ll \frac{U}{2} \text{ hay } C \gg \frac{I'_m}{\omega U} \quad (11.13)$$

11.3.5. BỘ NGHỊCH LƯU CẦU

Khi sử dụng 4 khóa chuyển mạch ta loại bỏ được điểm giữa phía cửa ra hoặc cửa vào, ngoài ra có thể thay đổi tỷ số điện áp ra xoay chiều và điện áp vào một chiều. Hình 11.27 trình bày sơ đồ bộ nghịch lưu cầu một pha trong đó a) là sơ đồ nguyên lý, b) là sơ đồ cấu trúc linh kiện bán dẫn thay thế 4 khóa K_1, K'_1, K_2 và K'_2 bằng linh kiện đóng mở có điều khiển hai chiều.



Hình 11.27. Bộ nghịch lưu cầu một pha nguồn áp
a) Sơ đồ nguyên lý ; b) Sơ đồ linh kiện bán dẫn

11.3.5.1. Biểu thức và dạng sóng

Để nguồn áp U không bị ngắn mạch và dòng dòng điện tải i không bị hở mạch :

– Bằng cách điều khiển đồng thời hay điều khiển hai mức điện áp (hình 11.28a) trong một nửa chu kỳ ta đóng K_1 và K'_2 :

$$u' = +U, i = i'$$

ở nửa chu kỳ sau đóng K'_1 và K_2 :

$$u' = -U, i = -i'$$

- Bằng cách điều khiển lệch pha điều khiển ba mức điện áp (hình 11.28b), ký hiệu ω là tần số góc của các lượng ra và β là góc lệch điều khiển :

Ta đóng K_1 khi $0 < \omega t < \pi$, do đó K'_1 khi $\pi < \omega t < 2\pi$

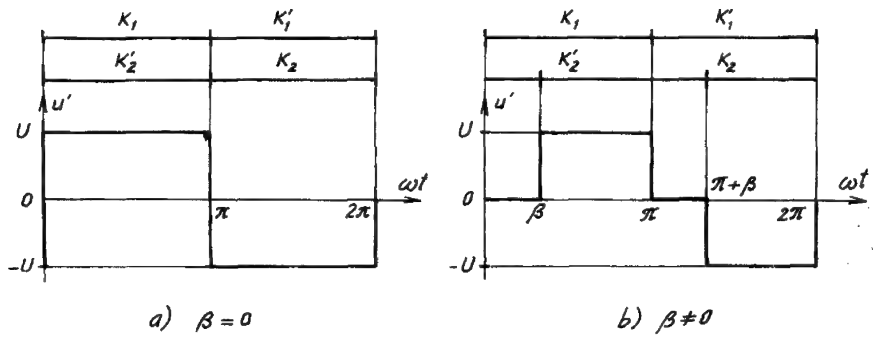
đóng K'_2 khi $\beta < \omega t < \pi + \beta$, do đó K_2 khi $\pi + \beta < \omega t < 2\pi + \beta$

Khi K_1 và K'_2 đóng : $u' = +U$, $i = i'$;

Khi K_2 và K'_1 đóng : $u' = -U$, $i = -i'$;

Khi K_1 và K_2 hoặc K'_1 và K'_2 đóng : $u' = 0$, $i = 0$.

Bằng cách thay đổi β từ 0 đến π , có thể làm điện áp ra thay đổi từ cực đại đến 0. Điện áp trên các cực bộ chuyển mạch trong một nửa chu kỳ khi mở luôn bằng $+U$.

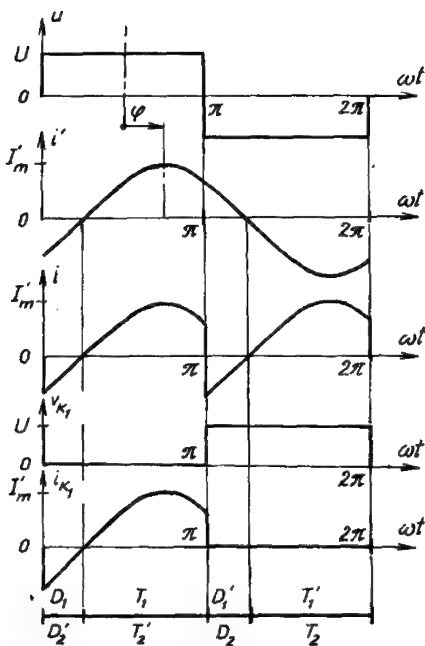


Hình 11.28. Biểu đồ thời gian đóng-mở các chuyển mạch

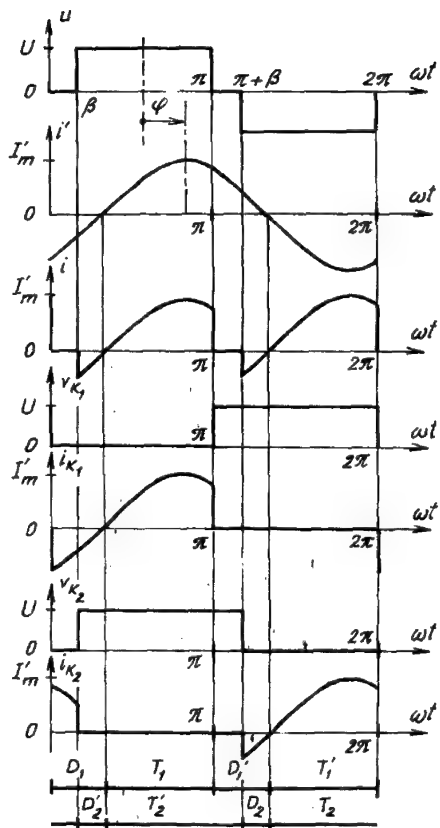
Dòng điện $i_{K'1}$ có cùng dạng sóng như i_{K1} nhưng trễ gần một nửa chu kỳ. Với $i_{K'2}$ so với i_{K2} cũng có kết luận tương tự.

- Nếu $\beta = 0$, $i_{K2} = i_{K'1}$, $i_{K'2} = i_{K1}$
- Nếu $\beta \neq 0$, dạng sóng i_{K1} và $i_{K'1}$ khác với dạng sóng i_{K2} và $i_{K'2}$.

Hình 11.29 vẽ dạng sóng u' , i' , i , v_{K1} , i_{K1} , v_{K2} và i_{K2} trong trường hợp tải R-L với $\varphi = \pi/4$.



a) $\beta = 0$



b) $\beta = \pi/6$

Hình 11.29. Dạng sóng nghịch lưu cầu một pha nguồn áp.

a) Khi $\beta = 0$ ($v_{K2} = v_{K'1}$ và $i_{K2} = i_{K'1}$) ; b) Khi $\beta = \pi/6$

11.3.5.2. Đặc tính

- Điện áp ra : Điện áp ra xoay chiều ở mỗi nửa chu kỳ có dạng hình chữ nhật với độ dài bằng $(\pi - \beta)/\omega$.

Trị hiệu dụng của điện áp ra :

$$U' = U \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}} \quad (11.14)$$

Trị hiệu dụng của sóng cơ bản :

$$U'_1 = U \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} \quad (11.15)$$

Trị hiệu dụng của điều hòa lẻ bậc n :

$$U'_n = \frac{U}{n} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos n \frac{\beta}{2} \quad (11.16)$$

Hình 11.30 trình bày đặc tính điện áp U' , U'_1 , U'_3 , U'_5 và U'_7 theo β .

Về dòng điện :

Từ $\omega t = 0$ tới $\omega t = \beta$:

$$i = 0;$$

Từ $\omega t = \beta$ tới $\omega t = \pi$:

$$i = I'_m \sin \left(\omega t - \varphi - \frac{\beta}{2} \right).$$

Ta suy ra :

Trị trung bình :

$$I = \frac{2}{\pi} I'_m \cos \frac{\beta}{2} \cos \varphi \quad (11.17)$$

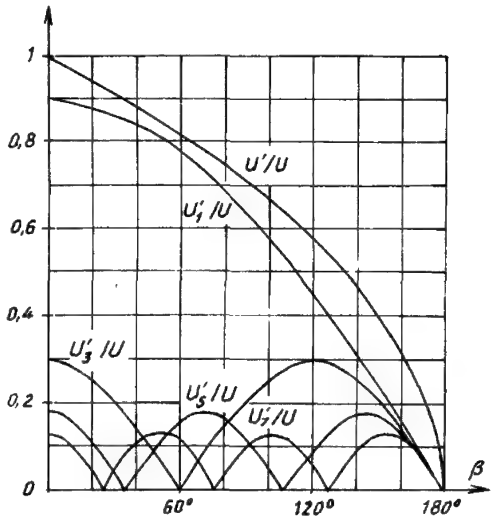
Trị hiệu dụng :

$$I_{hd} = \frac{I'_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \beta}{\pi} + \frac{\sin \beta \cos 2\varphi}{\pi}} \quad (11.18)$$

Khai triển dòng điện theo chuỗi chứa các tần số 2ω , 4ω , 6ω , giá trị của chúng phụ thuộc vào φ và β .

11.4. BỘ NGHỊCH LƯU ÁP BA PHA MỘT SÓNG TRONG NỬA CHU KỲ

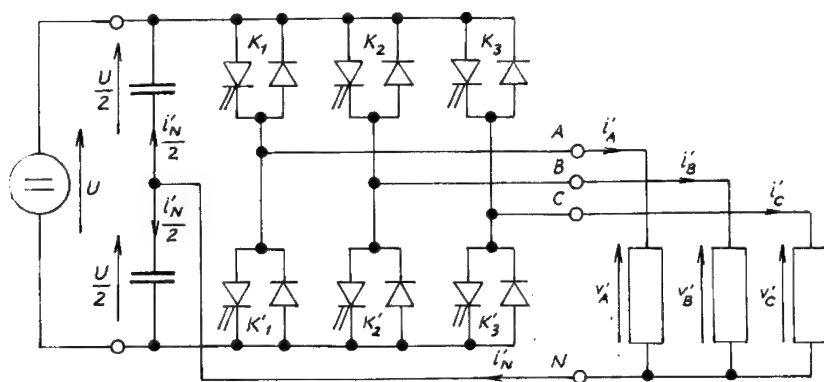
Ta có thể thực hiện bộ nghịch lưu ba pha bằng cách nhóm ba bộ nghịch lưu một pha như đã xét ở trên, chỉ cần điều khiển lệch một phần ba chu kỳ.



Hình 11.30. Đặc tính điện áp theo β

11.4.1. NGUYÊN LÝ

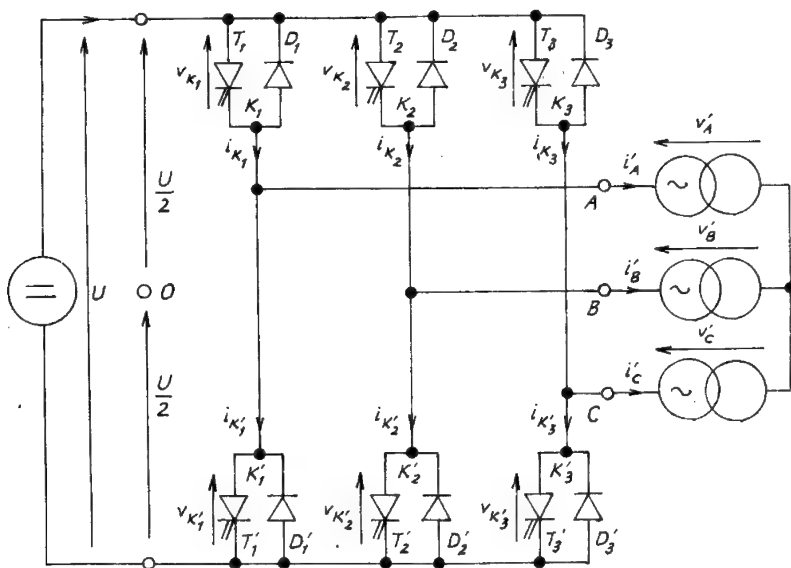
Hình 11.31 trình bày sơ đồ bộ nghịch lưu ba pha tạo nên từ ba nửa cầu một pha có sử dụng bộ phân áp điện dung.



Hình 11.31. Bộ nghịch lưu áp ba pha

Mỗi điện áp ra khi thì bằng $+U/2$, khi thì bằng $-U/2$. Các chuyển mạch hoạt động như trong một pha, chỉ khác là dòng điện tại điểm giữa phân áp là :

$$i'_N = i'_A + i'_B + i'_C$$



Hình 11.32. Bộ nghịch lưu áp ba pha đối xứng

Nếu tải ba pha đối xứng (ví dụ động cơ ba pha), ta có thể bỏ liên hệ giữa trung tính N của tải và điểm O của phân áp điện dung và có sơ đồ như ở hình 11.32.

11.4.2. CÁC QUAN HỆ CHUNG

11.4.2.1. Điện áp

Ta tìm được điện áp giữa các cực đầu ra A, B, C và điểm trung tính ảo O của nguồn áp một chiều :

$$v_A - v_C = +U/2 \text{ khi } K_1 \text{ đóng}$$

$$v_A - v_C = -U/2 \text{ khi } K_1 \text{ mở do đó } K'_1 \text{ đóng}$$

$$v_B - v_C = +U/2 \text{ (} K_2 \text{ đóng) hoặc } -U/2 \text{ (} K_2 \text{ mở)}$$

$$v_C - v_C = +U/2 \text{ (} K_3 \text{ đóng hoặc } -U/2 \text{ (} K_3 \text{ mở)}$$

Các khóa chuyển mạch tạo nên điện áp dây ở đầu ra bộ nghịch lưu :

$$v'_A - v'_B = (v_A - v_C) - (v_B - v_C) = U, \text{ nếu } K_1 \text{ đóng và } K_2 \text{ mở}$$

$$v'_A - v'_B = (v_A - v_C) - (v_B - v_C) = 0, \text{ nếu } K_1 \text{ và } K_2 \text{ đóng}$$

$$v'_A - v'_B = (v_A - v_C) - (v_B - v_C) = -U, \text{ nếu } K_1 \text{ mở và } K_2 \text{ đóng}$$

$$v'_A - v'_B = (v_B - v_C) - (v_B - v_C) = 0, \text{ nếu } K_1 \text{ và } K_2 \text{ mở.}$$

Điểm trung tính sẽ cách ly nếu tải đối xứng, ta có thể chuyển từ điện áp dây sang điện áp pha v'_A , v'_B , v'_C ở đầu ra bộ nghịch lưu.

Dù dạng sóng thế nào thì tổng của ba dòng điện $i'_A + i'_B + i'_C = 0$.

Nếu tải đối xứng, các pha có cùng tổng trở với sóng cơ bản cũng như với các điều hòa bậc cao. Tích của tổng trở với dòng điện là điện áp có tổng bằng không với điều hòa cơ bản cũng như đối với các điều hòa bậc cao. Vì tải đối xứng nên khi $i'_A + i'_B + i'_C = 0$ kéo theo $v'_A + v'_B + v'_C = 0$. Ta có thể viết :

$$\frac{1}{3} (v'_A - v'_B) - \frac{1}{3} (v'_C - v'_A) = \frac{2v'_A}{3} - \frac{v'_B}{3} - \frac{v'_C}{3} = v'_A$$

$$v'_B = \frac{1}{3} [(v'_B - v'_C) - (v'_A - v'_B)]$$

$$v'_C = \frac{1}{3}[(v'_C - v'_A) - (v'_B - v'_C)]$$

Thay các điện áp dây $v'_A - v'_B$, $v'_B - v'_C$ và $v'_C - v'_A$ bằng $v_A - v_O$, $v_B - v_O$ và $v_C - v_O$, cuối cùng ta được :

$$v'_A = \frac{2}{3} (v_A - v_O) - \frac{1}{3} (v_B - v_O) - \frac{1}{3} (v_C - v_O)$$

$$v'_B = \frac{2}{3} (v_B - v_O) - \frac{1}{3} (v_C - v_O) - \frac{1}{3} (v_A - v_O)$$

$$v'_C = \frac{2}{3} (v_C - v_O) - \frac{1}{3} (v_A - v_O) - \frac{1}{3} (v_B - v_O).$$

11.4.2.2. Dòng điện

Ta có thể suy ra dòng điện i phía một chiều và các dòng điện i'_A , i'_B , i'_C phía xoay chiều :

$$i = i_{K1} + i_{K2} + i_{K3}$$

với $i_{K1} = i'_A$ khi K_1 dẫn

$i_{K2} = i'_B$ khi K_2 dẫn

$i_{K3} = i'_C$ khi K_3 dẫn.

Lưu ý : $i'_A + i'_B + i'_C = 0$.

Bảng sau đây cho 8 cấu hình có thể tạo nên bằng ba khóa chuyển mạch K_1 , K_2 và K_3 , các điện áp ra v'_A , v'_B , v'_C theo điện áp vào U . Dòng điện vào i theo các dòng điện ra i'_A , i'_B , i'_C .

Trạng thái của các khóa được ký hiệu : ON : đóng, OFF : mở

K_1	K_2	K_3	$v'_A - v'_B$	$v'_B - v'_C$	$v'_C - v'_A$	v'_A	v'_B	v'_C	i_{K1}	i_{K2}	i_{K3}	i
ON	ON	ON	0	0	0	0	0	0	i'_A	i'_B	i'_C	0
ON	OFF	ON	U	$-U$	0	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	i'_A	0	i'_C	$-i'_B$
ON	ON	OFF	0	U	$-U$	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	i'_A	i'_B	0	$-i'_C$
ON	OFF	OFF	U	0	$-U$	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	i'_A	0	0	i'_A

Tiếp theo

K_1	K_2	K_3	$v'_A - v'_B$	$v'_B - v'_C$	$v'_C - v'_A$	v'_A	v'_B	v'_C	i_{K_1}	i_{K_2}	i_{K_3}	i
OFF	ON	ON	$-U$	0	U	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	0	i'_B	i'_C	$-i'_A$
OFF	OFF	ON	0	$-U$	U	$-U/3$	$-U/3$	$-U/3$	0	0	i'_C	i'_C
OFF	ON	OFF	$-U$	U	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	0	i'_B	0	$-i'_B$
OFF	OFF	OFF	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

11.4.3. ÁP DỤNG VÀO ĐIỀU KHIỂN TOÀN SÓNG

11.4.3.1. Biểu thức điện áp, dòng điện, dạng sóng

Nếu chỉ điều khiển các khóa chuyển mạch một lần trong chu kỳ điện áp có tần số mong muốn ω , ta có :

K_1 khi $0 < \omega t < \pi$

K_2 khi $2\pi/3 < \omega t < \pi + 2\pi/3$

K_3 khi $2\pi/3 < \omega t < \pi + 4\pi/3$

Việc đóng mở 6 khóa chuyển mạch xác định 6 khoảng dẫn trong mỗi chu kỳ điện áp ra.

- Khi $0 < \omega t < \pi/3$, K_1 , K'_2 và K_3 đóng :

$$v'_A - v'_B = U, v'_B - v'_C = -U, v'_C - v'_A = 0$$

$$v'_A = U/3, v'_B = 2U/3, v'_C = U/3$$

$$v_{K1} = 0, v_{K'1} = U, v_{K2} = U, v_{K'2} = 0, v_{K3} = 0, v_{K'3} = U$$

$$i_{K1} = i'_A, i_{K'1} = 0, i_{K2} = 0, i_{K'2} = i = -i'_B, i_{K3} = i'_C, i_{K'3} = 0.$$

- Khi $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$, K_1 , K'_2 và K'_3 đóng :

$$v'_A - v'_B = U, v'_B - v'_C = 0, v'_C - v'_A = -U$$

$$v'_A = 2U/3, v'_B = -U/3, v'_C = -U/3$$

$$v_{K1} = 0, v_{K'1} = U, v_{K2} = U, v_{K'2} = 0, v_{K3} = U, v_{K'3} = 0$$

$$i_{K1} = i = i'_A, i_{K'1} = 0, i_{K2} = 0, i_{K'2} = -i'_B, i_{K3} = 0, i_{K'3} = -i'_C.$$

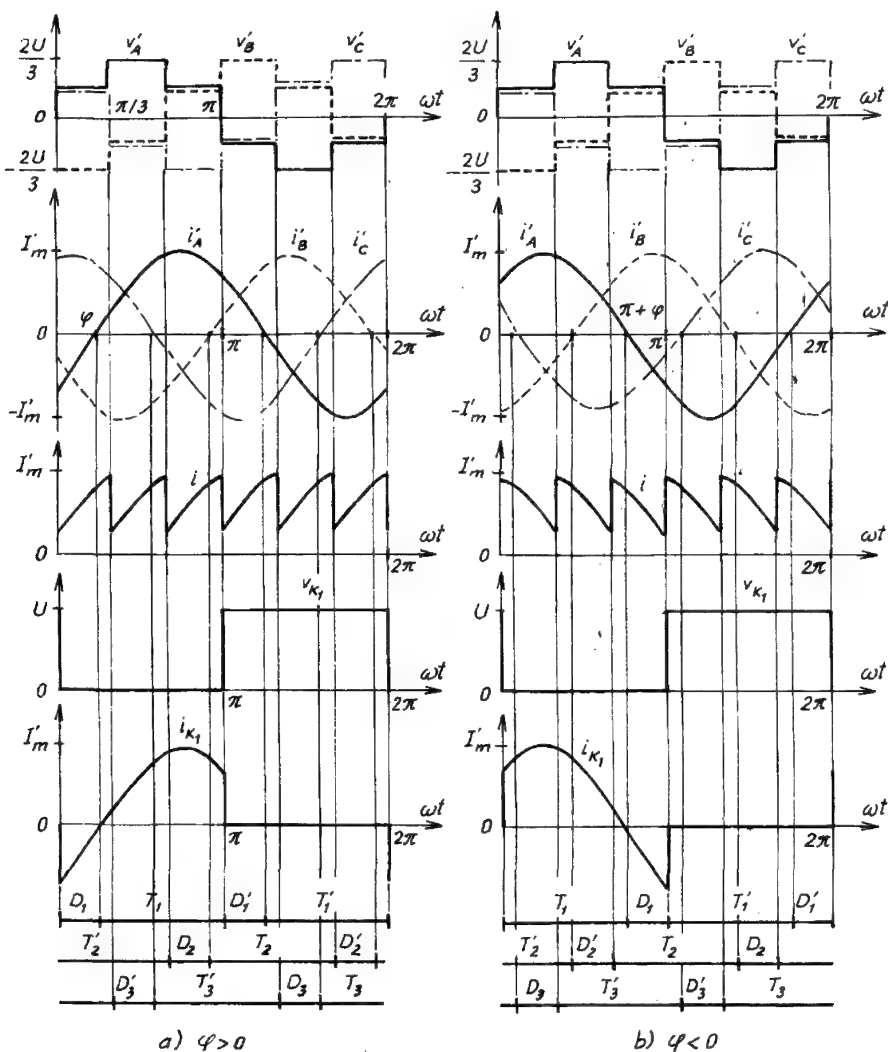
Giả thiết dòng điện ra hình sin có dạng :

$$i'_A = I'_m \sin(\omega t - \varphi),$$

$$i'_B = I'_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}),$$

$$i'_C = I'_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}).$$

Ta vẽ được dạng sóng điện áp và dòng điện tải và khoảng dẫn của các linh kiện bán dẫn (hình 11.33).



Hình 11.33. Dạng sóng dòng điện, điện áp và khoảng dẫn sơ đồ nghịch lưu ba pha

11.4.3.2. Các đặc tính

1. Điện áp ra :

Các điện áp ra v'_A, v'_B, v'_C có trị hiệu dụng :

$$V' = \frac{\sqrt{2}}{3} U \quad (11.19)$$

Trị hiệu dụng của điều hòa cơ bản :

$$V'_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \quad (11.20)$$

Khai triển theo chuỗi chúng chứa các điều hòa bậc lẻ trừ điều hòa bậc ba và bội ba. Trị hiệu dụng của các điều hòa theo bậc của nó được xác định bằng :

$$\frac{V'_n}{V'_1} = \frac{1}{n} \quad (11.21)$$

Tỷ số điều hòa bằng 0,311. Vì không có dây trung tính nên không có điều hòa bậc ba và bội ba, do đó tỷ số điều hòa giảm đi.

2. Dòng điện vào :

Dòng điện vào i có chu kỳ bằng một phần sáu chu kỳ của các đại lượng ra. Khi $0 < \omega t < 2\pi/6$: $i = -i'_B = -I_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3)$.

Trị trung bình : $I = \frac{3}{\pi} I_m \cos \varphi$

Trị hiệu dụng :

$$I_{hd} = I_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\varphi} \quad (11.22)$$

Khi khai triển thành chuỗi, ngoài thành phần trung bình I chỉ chứa các điều hòa $6\omega, 12\omega, 18\omega \dots$ Điều hòa tần số $6k\omega$ có biên độ :

$$I_{6km} = I_m \frac{6|\cos \varphi|}{\pi(36k^2 - 1)} \sqrt{1 + 36k^2 \tan^2 \varphi} \quad (11.23)$$

ít đập mạch hơn đối với bộ nghịch lưu nửa cầu một pha. Đặc biệt khi $0 < |\varphi| < \pi/3$, dòng điện luôn dương và không cần đảo chiều tức thời điện áp nguồn U . Tuy nhiên đảo chiều chức năng khi giả thiết đảo chiều I đặt ra những vấn đề tương tự đối với các bộ nghịch lưu áp.

11.5. BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG MỘT SÓNG TRONG MỘT NỬA CHU KỲ

Bộ nghịch lưu dòng được cấp bằng một nguồn dòng, nghĩa là trở kháng của nguồn rất lớn để dòng điện qua nó không gây ảnh hưởng đến điện áp trên cực của nguồn.

Nguồn một chiều tạo nên dòng điện vào của bộ nghịch lưu, dòng điện ra có thể là xoay chiều một pha hoặc ba pha. Điện áp ra và do đó điện áp vào phụ thuộc vào tải ở phía xoay chiều. Tải có thể bất kỳ với điều kiện không phải duy nhất từ một hay nhiều nguồn dòng khác. Để nghiên cứu nguyên lý làm việc của bộ nghịch lưu dòng, ta giả thiết tải điện áp lý tưởng, nghĩa là điện áp trên tải hình sin.

Các sơ đồ bộ nghịch lưu nguồn dòng cũng tương tự nguồn áp, có :

- Bộ nghịch lưu một pha hai khóa chuyển mạch với máy biến áp điểm giữa.
- Bộ nghịch lưu một pha hai khóa chuyển mạch phân áp điện cảm đầu vào.
- Bộ nghịch lưu một pha hình cầu có bốn khóa chuyển mạch.
- Bộ nghịch lưu ba pha hình cầu sáu khóa chuyển mạch.

Nghiên cứu chung các bộ nghịch lưu dòng có thể rút ngắn so với nghiên cứu bộ nghịch lưu áp bởi vì : Có thể sử dụng kết quả đã có đối với bộ chỉnh lưu khi hoán vị đầu vào và đầu ra. Đặc biệt bộ nghịch lưu dòng được sử dụng trong các bộ nghịch lưu cộng hưởng và trong truyền động có điều tốc.

11.5.1. BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG MỘT PHA

11.5.1.1. Bộ nghịch lưu có máy biến áp điểm giữa

Hình 11.34 trình bày sơ đồ nguyên lý bộ nghịch lưu dòng I không đổi và điện áp ra u' hình sin. Sơ đồ này có hai khóa chuyển mạch K_1 và K_2 , máy biến áp có điểm giữa. Giả thiết máy biến áp lý tưởng, bỏ qua sức từ động từ hóa ta có :

$$v_1 = v'_1 = \frac{n_1}{2n_2} u'$$

$$n_2 i' = \frac{n_1}{2} (i_{K1} - i_{K2})$$

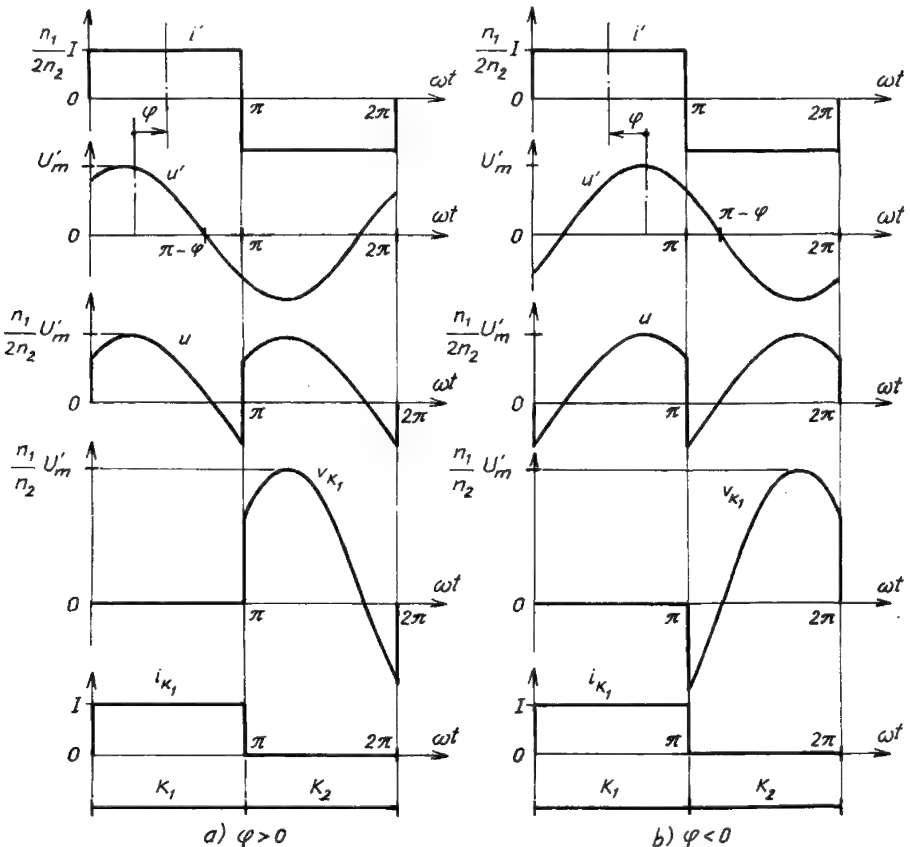
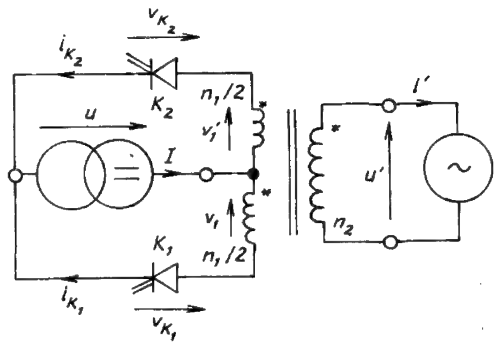
Để tạo nên đại lượng ra có chu kỳ $T = 2\pi/\omega$, ta thực hiện :

- Đóng K_1 từ $t = 0$ đến $t = T/2$, do đó $i' = (n_1/2n_2)I$
- Đóng K_2 từ $t = T/2$ đến $t = T$, do đó $i' = (n_1/2n_2)I$

Giả thiết điện áp ra hình sin, $u' = U'_m \sin(\omega t + \varphi)$.

Trên hình 11.35 cho dạng sóng i' , u' , u , v_{K1} và i_{K1} đối với

Hình 11.34. Sơ đồ nguyên lý bộ nghịch lưu dòng máy biến áp điểm giữa



Hình 11.35. Dạng sóng dòng điện, điện áp bộ nghịch lưu dòng

tải R-L ($\varphi > 0$) và tải R-C ($\varphi < 0$). Ta nhận thấy điện áp nhân đôi do máy biến áp có điểm giữa, biên độ điện áp trên linh kiện bán dẫn bị khóa gấp đôi biên độ điện áp vào.

11.5.1.2. Bộ nghịch lưu dòng phân áp điện cảm

Dòng điện vào một chiều I được chia làm hai phần : i_{L1} và i_{L2} , nhờ hai điện cảm L_1 và L_2 có cùng trị số L (hình 11.36). Hai khóa chuyển mạch K_1 và K_2 một đóng, một mở cho dòng i_{L1} chạy qua tải trong khoảng $(0, T/2)$ và dòng i_{L2} trong khoảng $(T/2, T)$. Vì $i_{L1} + i_{L2} = I$ không đổi nên :

$$\frac{di_{L1}}{dt} = - \frac{di_{L2}}{dt}.$$

Khi K_1 dẫn : $i_{K1} = I$, $i' = i_{L1} = I - i_{L2}$

$$u = L \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = u' + L \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = u' - L \cdot \frac{di_{L2}}{dt}$$

$$\text{suy ra : } u' = 2L \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = 2u \text{ hay } u = \frac{u'}{2}.$$

Khi K_2 dẫn : $i_{K2} = I$, $i' = -i_{L2} = i_{L1} - I$

$$u = L \cdot \frac{di_{L1}}{dt}, \quad u = - \frac{u'}{2}$$

Dạng sóng của các dòng điện, điện áp được cho trên hình 11.37, với $\varphi > 0$ và $\varphi < 0$.

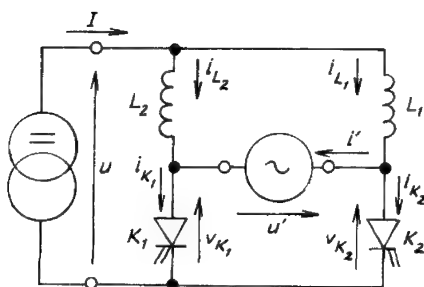
Nhận xét :

Để i_{L1} và i_{L2} ít bị nhấp nhô cần phải có :

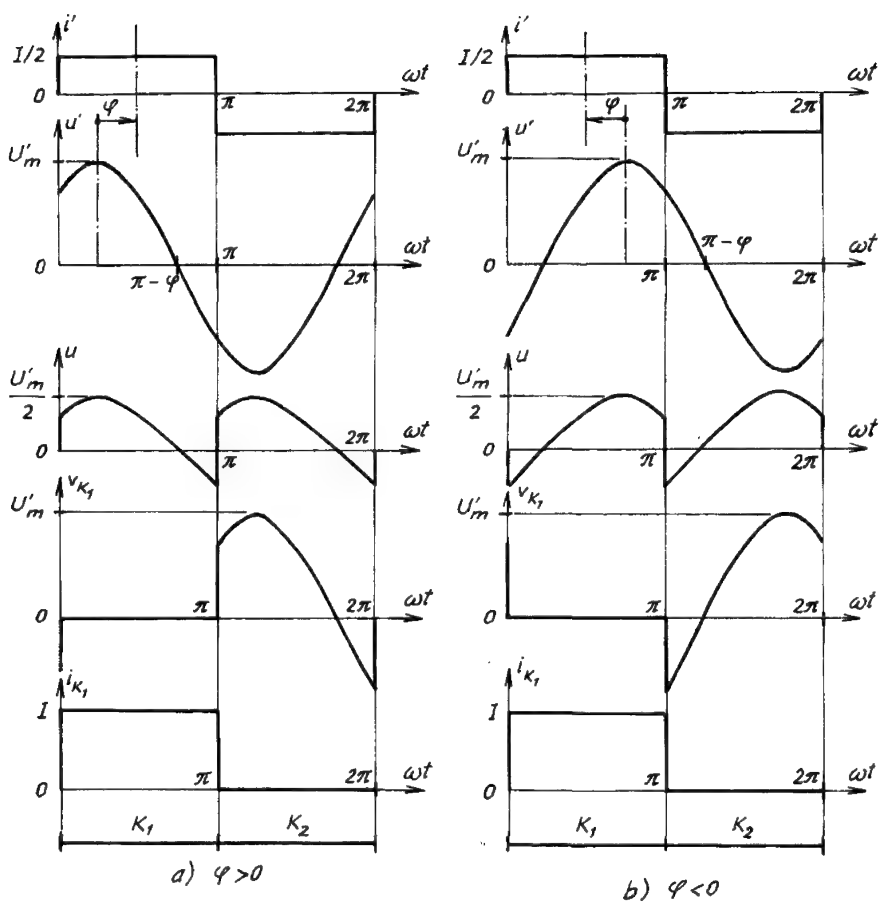
$$\frac{U_m}{2\omega L} \ll \frac{I}{2},$$

$$\text{nghĩa là :} \quad L \gg \frac{U_m}{\omega I} \quad (11.24)$$

- Do ảnh hưởng của điện cảm, dòng điện trong chuyển mạch khi dẫn bằng hai lần dòng điện $|i'|$ qua tải.



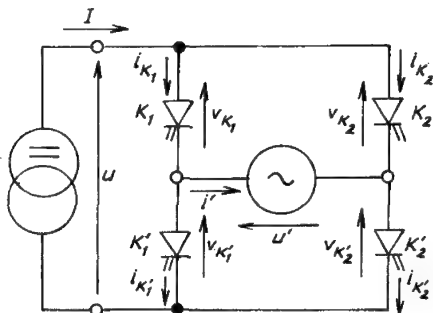
Hình 11.36. Sơ đồ cấu trúc bộ nghịch lưu dòng phân áp điện cảm



Hình 11.37. Dạng sóng dòng điện, điện áp bộ nghịch lưu dòng phân áp điện cảm

11.5.1.3. Độ nghịch lưu cầu một pha

Bộ nghịch lưu cầu một pha được cấp bằng nguồn dòng (hình 11.38) sử dụng các khóa chuyển mạch : K_1 và K_2 , K'_1 và K'_2 .



Hình 11.38. Sơ đồ bộ nghịch lưu cầu một pha

Cũng như bộ nghịch lưu áp hình cầu, ta có thể sử dụng điều khiển đồng thời hoặc điều khiển lệch pha hai nhóm chuyển mạch một đóng, một mở. Đối với bộ nghịch lưu dòng ít sử dụng điều khiển lệch pha vì thường điều khiển đồng thời các chuyển mạch với một tải có góc φ đã cho. Hình 11.39 trình bày dạng sóng dòng, áp khi tải $r-L$ ($\varphi > 0$) và $r-C$ ($\varphi < 0$) trong trường hợp điều khiển đồng thời :

Khi $0 < t < T/2$, K_1 và K'_2 đều đóng :

$$u = u', i' = I, i_{K1} = i_{K'2} = I, v_{K2} = v_{K'1} = u' ;$$

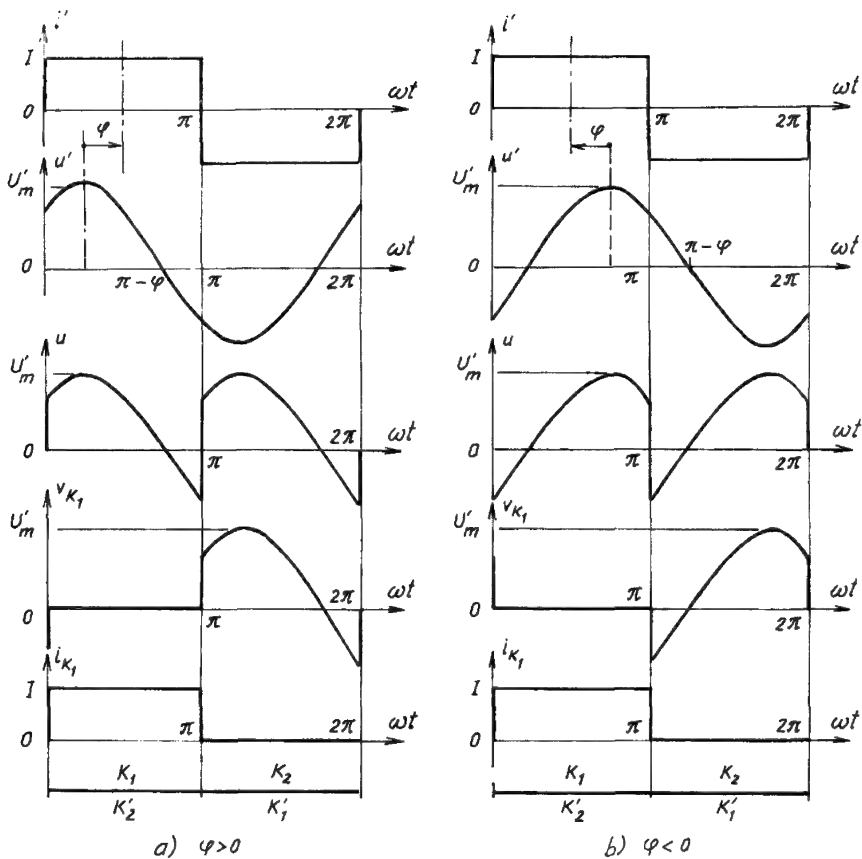
Khi $T/2 < t < T$, K_2 và K'_1 đều đóng :

$$u = -u', i' = -I, i_{K2} = i_{K'1} = I, v_{K1} = v_{K'2} = -u'.$$

11.5.2. BỘ NGHỊCH LƯU CẦU BA PHA

Bộ nghịch lưu cầu ba pha được tạo nên từ 6 linh kiện bán dẫn có điều khiển K_1 , K_2 , K_3 và K'_1 , K'_2 , K'_3 và được cho trên hình 11.40.

Để cho nguồn dòng không bao giờ hở mạch, cần ít nhất một trong các khóa chuyển mạch của các nhóm K_1 , K_2 , K_3 và K'_1 , K'_2 , K'_3 đóng. Để cho hai cực A, B hoặc C của tải điện áp không bị ngắn mạch thì một khóa chuyển mạch của mỗi nhóm phải đóng.

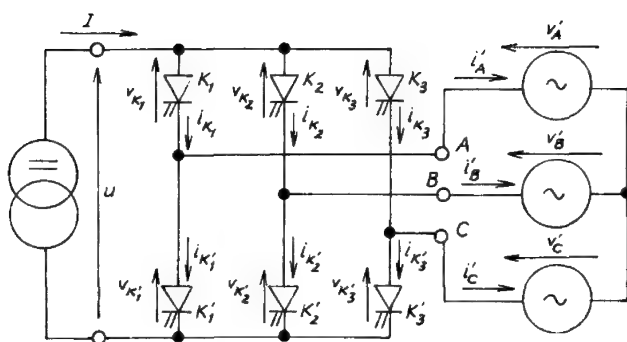


Hình 11.39. Dạng sóng dòng điện áp của bộ nghịch lưu cầu một pha

11.5.2.1. Những quan hệ chung

Cũng như bộ nghịch lưu áp ba pha, ta nên thành lập bảng trạng thái đóng–mở của các khóa chuyển mạch liên hệ giữa :

- Các dòng điện ra i'_A , i'_B , i'_C theo dòng điện vào I .
- Các điện áp trên cực các chuyển mạch v_{K1} , v_{K2} và điện áp vào u với điện áp v'_A , v'_B , v'_C . Quan hệ này độc lập với cách điều khiển.



Hình 11.40. Bộ nghịch lưu cầu ba pha nguồn dòng

Vì K_1, K_2, K_3 và K'_1, K'_2, K'_3 là một mở, một đóng nên bộ nghịch lưu có 9 cấu hình có thể. Mỗi cấu hình cần chỉ ra hai chuyển mạch đóng, còn các chuyển mạch khác mở. Không cần nêu dòng điện trong các chuyển mạch, khi mở, dòng điện bằng 0, còn khi đóng bằng I .

Đóng		i'_A	i'_B	i'_C	v_{K_1}	v_{K_2}	K_3	$v_{K'_1}$	$v_{K'_2}$	$v_{K'_3}$	u
K_1	K'_1	0	0	0	0	$v'_A - v'_B$	$v'_A - v'_C$	0	$v'_B - v'_A$	$v'_C - v'_A$	0
K_1	K'_2	1	-1	0	0	$v'_A - v'_B$	$v'_A - v'_C$	$v'_A - v'_B$	0	$v'_C - v'_B$	$v'_A - v'_B$
K_1	K'_3	1	0	-1	0	$v'_A - v'_B$	$v'_A - v'_C$	$v'_A - v'_C$	$v'_B - v'_C$	0	$v'_A - v'_C$
K_2	K'_1	-1	1	0	$v'_B - v'_A$	0	$v'_B - v'_C$	0	$v'_B - v'_A$	$v'_C - v'_A$	$v'_B - v'_A$
K_2	K'_2	0	0	0	$v'_B - v'_A$	0	$v'_B - v'_C$	$v'_A - v'_B$	0	$v'_C - v'_B$	0
K_2	K'_3	0	1	-1	$v'_B - v'_A$	0	$v'_B - v'_C$	$v'_A - v'_C$	$v'_B - v'_C$	0	$v'_B - v'_C$
K_3	K'_1	-1	0	1	$v'_C - v'_A$	$v'_C - v'_B$	0	0	$v'_B - v'_A$	$v'_C - v'_A$	$v'_C - v'_A$
K_3	K'_2	0	-1	1	$v'_C - v'_A$	$v'_C - v'_B$	0	$v'_A - v'_B$	0	$v'_C - v'_B$	$v'_C - v'_B$
K_3	K'_3	0	0	0	$v'_C - v'_A$	$v'_C - v'_B$	0	$v'_A - v'_C$	$v'_B - v'_C$	0	0

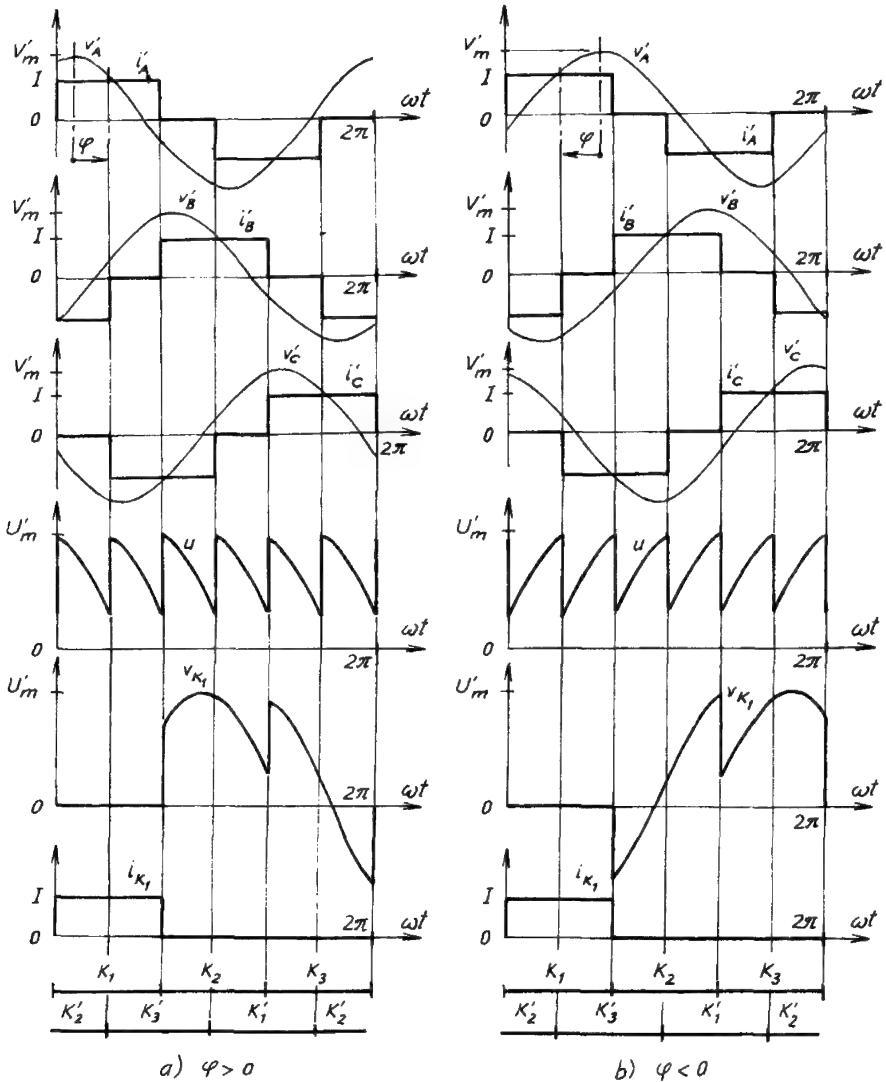
11.5.2.2. Áp dụng và điều khiển toàn sóng

Để làm việc với một sóng trong một nửa chu kỳ, ta đóng mỗi khóa chuyển mạch sau nửa chu kỳ đóng K_1 và K'_1, K_2 và K'_2, K_3 và K'_3 .

Trình tự đóng các khóa chuyển mạch như sau :

$K_1, K'_3, K_2, K'_1, K_3, K'_2$.

Các khóa chuyển mạch đóng xác định 6 khoảng dẫn trong mỗi chu kỳ. Hình 11.41 trình bày dạng sóng dòng điện, điện áp và khoảng dẫn của các khóa chuyển mạch.



Hình 11.41. Dạng sóng dòng, áp của bộ nghịch lưu nguồn dòng cầu ba pha
a) Khi tải R-L ($\varphi > 0$) ; b) Khi tải R-C ($\varphi < 0$)

Ký hiệu V'_m là biên độ điện áp pha của điện áp ra v'_A, v'_B, v'_C và $U'_m = \sqrt{3} V'_m$ là biên độ điện áp dây.

11.5.3. CÁC TÍNH CHẤT CỦA BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG

Các bộ nghịch lưu dòng có các tính chất chung sau đây :

a) Chuyển mạch và các linh kiện bán dẫn công suất cần sử dụng

Các bộ chuyển mạch cần sử dụng một chiều về dòng điện và hai chiều điện áp. Các chuyển mạch giữa các phần tử có điều khiển có các tính chất :

- Nếu tải R-C ($\varphi < 0$) : đóng có điều khiển và mở tự nhiên. Ta có thể sử dụng các tiristo thông thường hay các linh kiện khác có cùng tính năng. Trường hợp sử dụng tiristo cần lưu ý đến sự trùng dẫn.

- Nếu tải R-L ($\varphi > 0$) : mở có điều khiển, đóng tự nhiên. Các khóa chuyển mạch có thể là GTO hay tranzito nối tiếp với diốt để chịu được điện áp ngược. Khi tải bất kỳ thì các linh kiện điện tử công suất cần có thể đóng và mở có điều khiển. Kết thúc điều khiển đóng một khóa cần bao trùm lên đầu điều khiển tiếp theo.

b) Sử dụng các đặc tính bộ chỉnh lưu

Bộ chỉnh lưu tiristo điều khiển việc truyền năng lượng từ nguồn áp xoay chiều tới tải một chiều và có tính chất đảo chiều.

Bộ nghịch lưu dòng điều khiển việc truyền năng lượng từ nguồn một chiều sang tải xoay chiều và có tính chất đảo chiều.

Bộ nghịch lưu dòng chỉ là bộ chỉnh lưu điện áp làm việc theo chiều ngược lại. Nếu ta nghiên cứu một cách riêng rẽ đó là nguyên nhân khác nhau của các ứng dụng và sự khác nhau về điều khiển.

Trong bộ nghịch lưu dòng, góc lệch pha φ bằng góc trễ α nhưng đổi dấu.

Điện áp vào u có cùng dạng sóng như dạng sóng điện áp chỉnh lưu u_d , dòng điện ra có cùng dạng sóng của dòng điện vào bộ chỉnh lưu. Các dòng điện trong các linh kiện bán dẫn và điện áp trên các cực của chúng cũng giống nhau.

Đối với các bộ nghịch lưu ta có thể sử dụng các quan hệ đã cho đối với bộ chỉnh lưu như : trị trung bình, trị hiệu dụng, tỷ số điều hòa, khai triển thành chuỗi.

c) Tính thuận nghịch

Nguồn dòng một chiều cấp cho bộ nghịch lưu dòng phải có điện áp đổi chiều. Để toàn bộ nguồn một chiều - nghịch lưu - tải xoay chiều có thể đảo chiều chức năng cần có giá trị trung bình U của điện áp u đảo chiều. Đó là trường hợp nguồn một chiều là chỉnh lưu hoàn toàn tiristo nối tiếp với điện kháng san bằng. Điều này tạo nên ưu điểm của bộ nghịch lưu dòng, so với nghịch lưu áp khi thực hiện các truyền động tốc độ thay đổi cho động cơ xoay chiều được cấp từ lưới công nghiệp.

11.6. BỘ NGHỊCH LƯU ÁP MỘT PHA ĐIỀU BIẾN ĐỘ RỘNG XUNG

Bộ biến tần trình bày ở trên có điện áp ra hình chữ nhật có chứa nhiều sóng hài. Để loại bỏ ảnh hưởng của các điều hòa bậc cao, cần sử dụng các bộ lọc làm tăng kích thước và giá thành. Để vừa điều chỉnh được điện áp ra mà vẫn giảm nhỏ được ảnh hưởng của các điều hòa bậc cao, người ta thường sử dụng kỹ thuật điều biến độ rộng xung PWM (Pulse Width Modulation). Nội dung cơ bản của kỹ thuật này là mỗi nửa chu kỳ của dòng điện hay điện áp ra gồm nhiều đoạn hình chữ nhật có độ rộng thích hợp. Ưu điểm của kỹ thuật này là :

- Các thành phần điều hòa của điện áp hoặc dòng điện ra bị đẩy sang phía tần số cao, do đó dễ lọc.
- Cho phép thay đổi điện áp ra bằng sơ đồ có hai khóa chuyển mạch trong một pha.

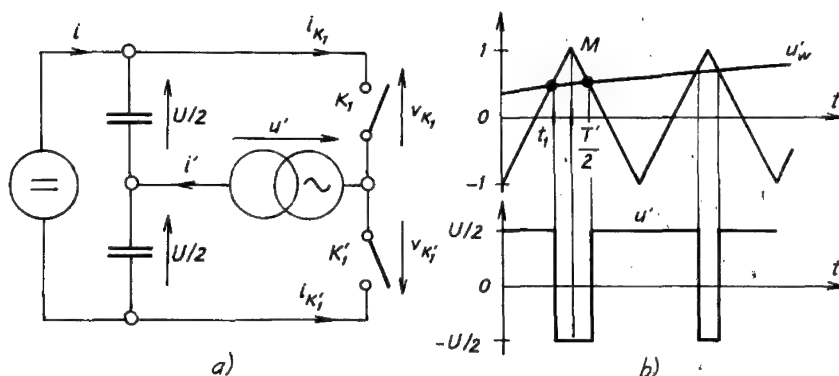
Sơ đồ bộ nghịch lưu áp hay nghịch lưu dòng vẫn không đổi, chỉ có sơ đồ mạch điều khiển thay đổi. Kỹ thuật PWM liên quan chặt chẽ đến các bộ biến đổi điện tử công suất góp phần làm giảm tổn hao chuyển mạch, tăng tần số làm việc của chúng.

11.6.1. BỘ NGHỊCH LƯU NỬA CẦU ĐIỀU BIẾN SIN – TAM GIÁC

a) Giới thiệu nghịch lưu nửa cầu điều biến sin–tam giác

Trên hình 11.42a trình bày bộ nghịch lưu nửa cầu có điện áp ra bằng $U/2$ hoặc $-U/2$. Thời điểm điều khiển khóa chuyển mạch K và K' được xác định bằng giao điểm của hai sóng :

- Sóng chuẩn u'_w là điện áp ra có tần số mong muốn ;
- Sóng mang M có tần số f' lớn hơn f rất nhiều, dạng tam giác đỉnh 1 và -1.



Hình 11.42. Bộ nghịch lưu nửa cầu điều biến sin–tam giác

Các giao điểm của u'_w với M tăng điều khiển đóng K'_1 và đầu khoảng u' bằng $-U/2$. Các giao điểm của u'_w với M giảm điều khiển đóng K_1 và đầu các khoảng có u' bằng $+U/2$.

Trị trung bình của u' trong mỗi nửa chu kỳ $T'/2$ của điều biến bằng điện áp mong muốn ở thời điểm lấy mẫu.

Như vậy ở nửa chu kỳ đầu (hình 11.42b) ta có :

$$M = -1 + \frac{2t}{T'/2}$$

ở thời điểm t_1 :

$$\frac{4t_1}{T'} - 1 = u'_w(t_1).$$

suy ra :

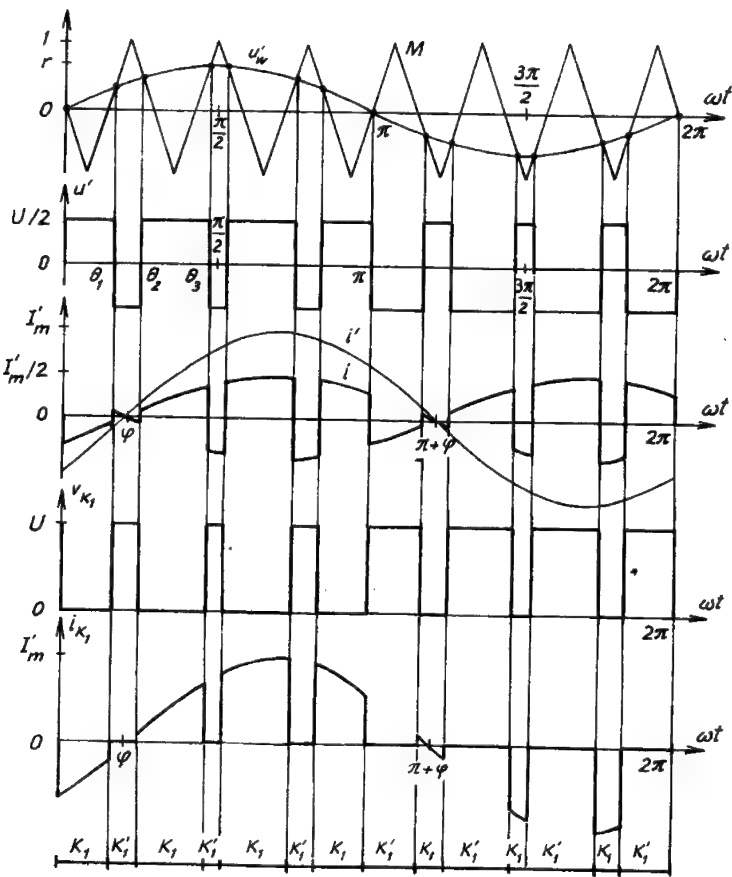
$$u'_{tb} = \frac{U}{2} \frac{1}{T'/2} \left[t_1 - \left(\frac{T'}{2} - t_1 \right) \right]$$

$$u'_{tb} = \frac{U}{2} u'_w(t_1). \tag{11.26}$$

Nếu tỷ số f'/f_1 lớn, giá trị trung bình của u' theo biến thiên của điện áp chuẩn.

b) Vẽ dạng sóng

Nếu điện áp chuẩn là hình sin, chỉ cần hai thông số đặc trưng cho điều khiển là :



Hình 11.43. Điều biến sin-tam giác

- Chỉ số điều biến $m = f'/f$;

- Hệ số điều chỉnh điện áp r bằng tỷ số biên độ sóng chuẩn và giá trị đỉnh sóng điều biến.

Trên hình 11.35 ta có thể xác định các thời điểm chuyển mạch trong trường hợp $m = 7$ và $r = 2/3$. Từ đó suy ra dạng sóng điện áp ra u' , dòng điện vào i , điện áp v_{K1} trên các cực của khóa K_1 và dòng điện qua khóa i_{K1} . Trong trường hợp này điều biến là đồng bộ vì $m = f'/f$ là số nguyên. Điện áp u' có tần số f . Chọn m lẻ để tạo nên một nửa điện áp âm u' bằng điện áp ở nửa chu kỳ dương nhưng trái dấu. Vị trí tương đối của sóng chuẩn và sóng điều biến ở mỗi nửa chu kỳ điện áp ra u' đối xứng với điểm giữa.

- Khi K_1 đóng :

$$u' = +U/2, i = i'/2, i_{K1} = i', i_{K'1} = 0, v_{K1} = 0, v_{K'1} = +U.$$

- Khi K'_1 đóng :

$$u' = -U/2, i = -i'/2, i_{K1} = 0, i_{K'1} = -i', v_{K1} = +U, v_{K'1} = 0.$$

Để vẽ các dạng sóng của i và i_{K1} , ta giả thiết i' hình sin và chậm pha sau điện áp u' một góc φ .

c) Đặc tính

Giả thiết điều biến đồng bộ và trong một chu kỳ của điện áp u' có $2m$ chuyển mạch. Do tính đối xứng không cần tính $2m$ góc chuyển mạch. Nếu m lẻ chỉ cần tính m góc, nếu không chỉ cần tính $(m-1)/2$ góc là đủ. Trên hình 11.43 ta ký hiệu bằng các góc $\theta_1, \theta_2, \theta_3$.

- Điện áp ra có giá trị hoặc $+U/2$ hoặc $-U/2$ và có trị hiệu dụng :

$$U' = U/2, \text{ còn trị trung bình bằng không.}$$

Trị hiệu dụng của thành phần cơ bản :

$$U'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U}{2} \quad (11.27)$$

Khi thay đổi r ta có thể thay đổi điện áp ra U'_1 từ 0 đến cực đại ứng với $r = 1$. Trị cực đại U'_1 bằng $U/(2\sqrt{2})$, nhỏ hơn giá trị cơ bản khi không sử dụng PWM.

Các giá trị của các điều hòa phụ thuộc vào m và r . Điều hòa quan trọng nhất có tần số $m\omega$.

Khi m đủ lớn, các điều hòa được chia thành các họ ;

- Họ tập trung ở tần số $m.f$ gồm :

- điều hòa bậc m
- các điều hòa $m - 2$ và $m + 2$
- các điều hòa $m - 4$ và $m + 4$

- Họ tập trung ở tần số $2m.f$ gồm :

- các điều hòa $2m - 1$ và $2m + 1$
- các điều hòa $2m - 3$ và $2m + 3$

- Họ tập trung ở tần số $3m.f$ gồm :

- điều hòa $3m$
- các điều hòa $3m - 2$ và $3m + 2$

Nói chung một điều hòa càng yếu, thuộc họ có tần số giữa cao nhất và xa trung tâm của họ. Kỹ thuật PWM không giảm tỷ số điều hòa nhưng bằng cách tăng tần số của các điều hòa đầu tiên làm cho việc lọc dễ dàng hơn.

- Dòng điện vào : Dòng điện vào i có tần số gấp đôi tần số của các đại lượng ra và bằng $i'/2$ hoặc $-i'/2$. Trị hiệu dụng bằng :

$$I_{hd} = \frac{I'_m}{2\sqrt{2}} \quad (11.28)$$

Cân bằng công suất ta được :

$$U.I = U'_1 \frac{I'_m}{\sqrt{2}} \cos\varphi$$

$$I = \frac{1}{4} r . I'_m \cos\varphi \quad (11.29)$$

Chỉ số điều hòa :

$$\tau_i = \frac{1}{I} \sqrt{I_{hd}^2 - I^2} = \sqrt{\frac{2}{r^2 \cos^2 \varphi} - 1} \quad (11.30)$$

Khai triển chuỗi Fourier, ngoài thành phần trung bình I còn có các sóng điều hòa : $2\omega, 4\omega, 6\omega \dots$

Nếu m đủ để điều hòa bậc ba của u' có thể bỏ qua, điều hòa bậc 2 của i là :

$$I_{2m} = \frac{U'_1 \sqrt{2} I_m}{2U} = \frac{1}{4} r I'_m \quad (11.31)$$

Các điều hòa quan trọng nhất có bậc :

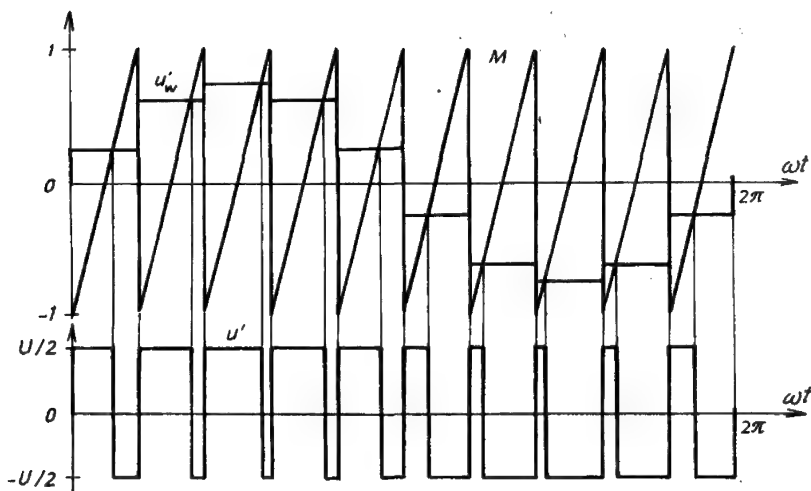
$m - 1$ và $m + 1, m - 3$ và $m + 3$;

$2m, 2m - 2$ và $2m + 2, 2m - 4$ và $2m + 4$.

d) Nhận xét

- Các linh kiện bán dẫn công suất : Các khóa chuyển mạch K_1 và K'_1 phải dẫn và cắt nhiều lần trong nửa chu kỳ dương và âm của dòng điện. Mỗi khóa chuyển mạch gồm một linh kiện có điều khiển và một diốt nối song song ngược.

- Điều biến đồng bộ hay không đồng bộ. Đối với bộ biến tần có tần số ra thay đổi có thể sử dụng tần số mang f' không đổi. Tỷ số điều biến $m = f'/f$ thay đổi liên tục tùy theo f và không phải là số nguyên, ta gọi điều



Hình 11.44. Điều biến sin-tam giác
thay thế sóng mang tam giác bằng sóng răng cưa

biến không đồng bộ. Điều này chỉ có ý nghĩa khi m nhỏ. Đối với điều biến đồng bộ m là số nguyên.

– Để dễ thực hiện điều khiển số, ta thay thế sóng chuẩn hình sin bằng các giá trị rời rạc, nghĩa là thực hiện việc lấy mẫu đồng bộ. Người ta thay thế sóng mang hình tam giác bằng sóng răng cưa (hình 11.44).

11.6.2. BỘ NGHỊCH LƯU CẦU ĐIỀU BIẾN SIN-TAM GIÁC

Bộ nghịch lưu cầu cho trên hình 11.45 cho phép xuất phát từ điện áp vào U tạo nên điện áp ra u' bằng $+U$, $-U$ hay 0 . Việc tạo nên các khoảng có điện áp ra $u' = 0$ làm dễ dàng tạo điện áp ra hình sin. Như vậy bộ nghịch lưu áp điều biến độ rộng xung PWM có các tính chất dưới đây.

11.6.2.1. Điều khiển các khóa chuyển mạch

Ta tạo nên nửa chu kỳ điện áp dương u' có các đoạn điện áp biên độ U , cách nhau những khoảng điện áp bằng không như ở hình 11.45. Ở nửa chu kỳ điện áp âm cũng tương tự. Để thực hiện việc này ta sử dụng K_2 và K'_2 như các khóa chuyển mạch dẫn hướng, còn khóa K_1 và K'_1 so sánh sóng chuẩn u'_w với sóng mang M đối chiếu sau mỗi nửa chu kỳ như ở hình 11.45.

– K'_2 đóng trong khoảng u'_w dương;

– K_2 đóng trong khoảng u'_w âm.

Trên hình 11.45 có tỷ số điều biến $m = f'/f = 15$, $r = 2/3$, ta xác định được các thời điểm chuyển mạch, do đó vẽ được dạng sóng điện áp ra u' , dòng điện vào i cũng như trình tự dẫn của các khóa chuyển mạch.

11.6.2.2. Đặc tính

a) Điện áp ra

Trị hiệu dụng thành phần cơ bản của điện áp ra :

$$U'_1 = r.U/\sqrt{2}$$

Tỷ số điều hòa của điện áp này giảm đi rất nhiều so với sơ đồ nghịch lưu một pha nửa cầu. Nếu m đủ lớn, các điều hòa có thể hợp thành các họ sau :

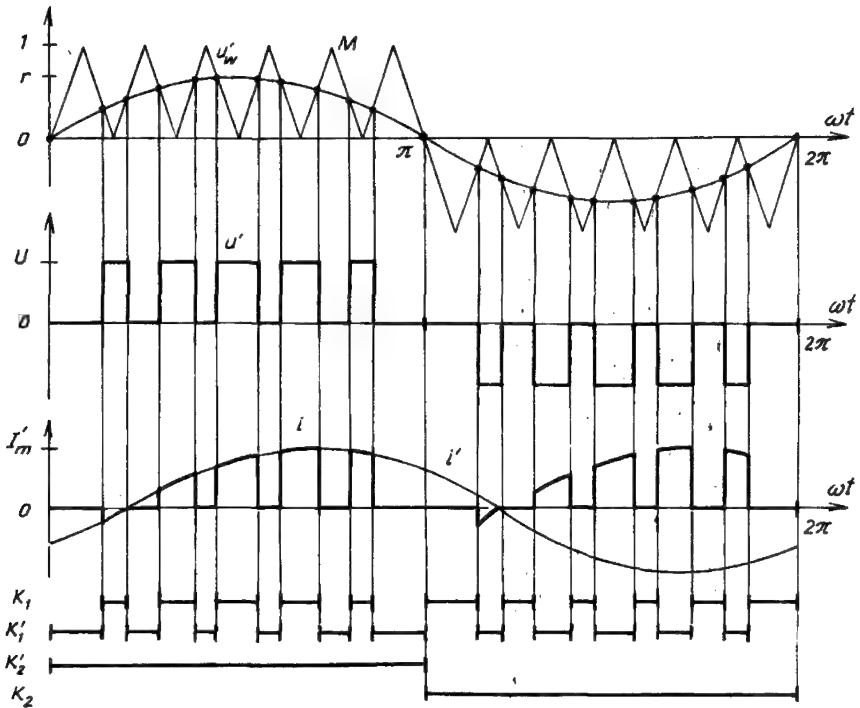
- Họ tập trung vào tần số m.f có các bậc :

$$m - 1 \text{ và } m + 1, m - 3 \text{ và } m + 3$$

- Họ tập trung vào tần số 2m.f có các bậc :

$$2m - 1 \text{ và } 2m + 1, 2m - 3 \text{ và } 2m + 3$$

- Họ tập trung vào tần số 3m.f...



Hình 11.45. Nghịch lưu cầu điều biến sin-tam giác

b) Dòng điện vào

Dòng điện vào i lấy từ nguồn một chiều có tần số $2f$, có trị trung bình :

$$I = \frac{1}{U} U_1 \frac{I'_m}{\sqrt{2}} \cos \varphi = \frac{1}{2} r I'_m \cos \varphi \quad (11.32)$$

Nếu m đủ lớn để có thể bỏ qua U_3 , biên độ của thành phần $2f$ là :

$$I_{2m} = \frac{1}{2} r I'_m \quad (11.33)$$

11.7. CÁC LOẠI ĐIỀU BIẾN KHÁC

11.7.1. ĐIỀU BIẾN SIGMA - DENTA

Ta có thể điều khiển dòng điện cấp cho tải bằng bộ nghịch lưu áp hay điện áp trên cực bằng điều biến denta trong trường hợp đầu và điều biến sigma - denta trong trường hợp sau. Nguyên lý này đã được trình bày trong Chương 10 với bộ điều áp một chiều. Thời gian của một chu kỳ điều biến khi dòng điện tăng từ $i'_w - \Delta i'$ đến $i'_w + \Delta i'$ rồi trở về $i'_w - \Delta i'$ dao động trong chu kỳ của điện áp chuẩn. Ta gọi tần số điều biến tức thời là nghịch đảo của thời gian chu kỳ này.

Tần số tức thời biến đổi giữa f_{\min} và f_{\max} . Để cho đại lượng điều khiển bám theo tần số chuẩn f thì tỷ số f_{\min}/f phải đủ.

11.7.2. ĐIỀU BIẾN TÍNH TOÁN TRƯỚC

Thay cho việc xác định các góc chuyển mạch trong thời gian thực bằng kỹ thuật điện tử tương tự hay kỹ thuật số, ta có thể tính toán trước điều khiển, lưu giữ trong bộ nhớ rồi sử dụng bộ vi xử lý điều khiển các khóa chuyển mạch.

11.7.2.1. Nghịch lưu nửa cầu

Ta đặc trưng cho sóng điện áp ra u' bằng một số khoảng trống trong mỗi nửa chu kỳ, nghĩa là khoảng có $u' = -U/2$ ở nửa chu kỳ dương và $u' = +U/2$ ở nửa chu kỳ âm như trên hình 11.46a, với $c = 3$.

Do tính đối xứng với các góc $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_c$ đủ để xác định dạng sóng. Trị hiệu dụng của sóng cơ bản và của các điều hòa điện áp u' được tính bằng :

$$U'_n = \frac{\sqrt{2}}{n} U \frac{2}{n} \left[\frac{1}{2} - \cos n\theta_1 + \cos n\theta_2 - \cos n\theta_3 + \dots \pm \cos n\theta_c \right] \quad (11.34)$$

với $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

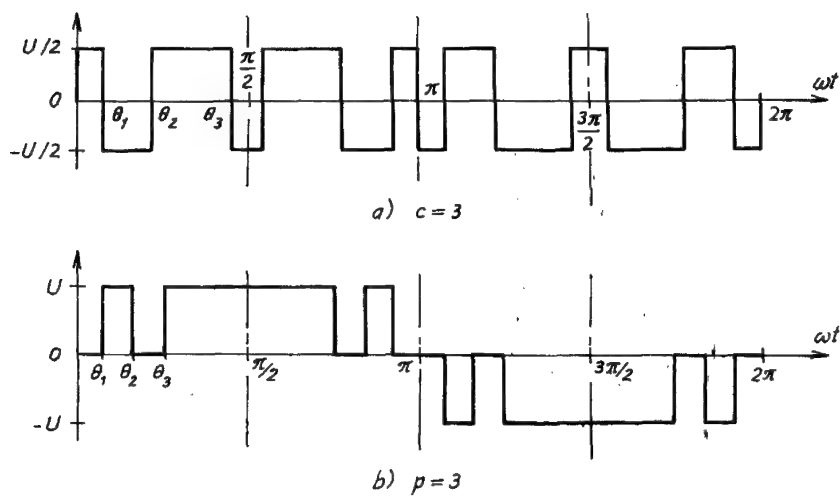
b) Nghịch lưu cầu

Ta đặc trưng sóng điện áp u' bằng một số p xung trong một nửa chu kỳ. Trên hình 11.46b ứng với $p = 3$.

Do tính đối xứng với p , góc $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ đủ để xác định dạng sóng. Trị hiệu dụng của sóng cơ bản và của các điều hòa điện áp u' được tính bằng :

$$U'_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \frac{2}{n} \left(\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2 + \cos n\theta_3 + \dots \pm \cos n\theta_p \right) \tag{11.35}$$

với $n = 1, 3, 5, 7 \dots$



Hình 11.46. Điều biến tính toán trước

Với c và p cho trước giải hệ phương trình với c hoặc p phương trình ta có thể xác định được c hoặc p góc chuyển mạch.

Cần một phương trình xác định giá trị điện áp cơ bản mong muốn, do vậy còn $c-1$, hoặc $p-1$ phương trình.

Để khử các điều hòa lẻ $c-1$ hay $p-1$, ví dụ p hoặc $c = 3$, ta có thể khử điều hòa bậc 3 và 5, các điều hòa còn lại có bậc 7, 9...

Để giảm thiểu tỷ số điều hòa, thông thường điều hòa tác dụng xấu nhất là điều hòa tần số thấp. Nếu bộ nghịch lưu cấp trực tiếp cho tải $R-L$, tổng trở của nó tăng theo tần số, dòng điện điều hòa bậc n tỷ lệ nghịch với n , do vậy tải tác dụng như bộ lọc. Nếu ta đặt giữa bộ nghịch lưu và tải một bộ lọc LC, độ suy giảm điều hòa tỷ lệ với n^2 . Tùy theo bộ lọc bậc một hoặc bậc hai ta giảm thiểu :

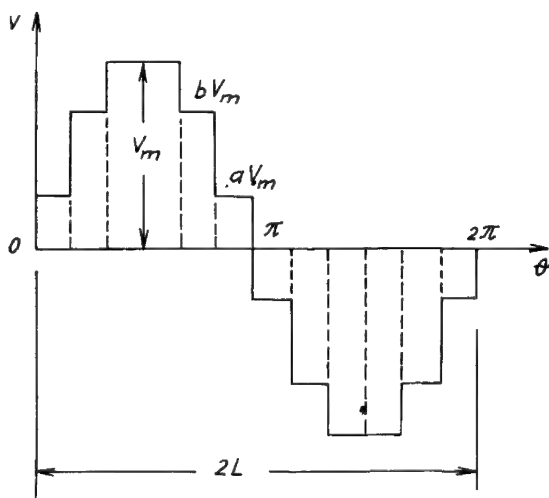
$$\sum_{n=3}^{\infty} \left(\frac{U'_n}{n} \right)^2 \text{ hoặc } \sum_{n=3}^{\infty} \left(\frac{U'_n}{n^2} \right)^2 \quad (11.36)$$

c) Giảm thiểu sóng điều hòa bậc cao

Đặc điểm của các sơ đồ biến tần trình bày ở trên là, ngoài sóng cơ bản (sóng bậc 1) còn chứa nhiều sóng hài. Sóng hài gây ra những tổn thất vô ích.

Có thể triệt tiêu một số sóng hài bằng cách cộng các xung điện áp chữ nhật có tần số điện áp ra mong muốn, nhưng lệch nhau về thời gian (hình 11.47). Điện áp ra v có dạng 12 bậc trong một chu kỳ, độ rộng mỗi bậc bằng $\pi/6$.

Vấn đề được đặt ra là độ cao mỗi bậc phải bằng bao nhiêu để điện áp ra chứa ít sóng hài, tức là gần hình sin nhất.



Hình 11.47.

Trong mỗi nửa chu kỳ có :

- hai bậc cao nhất, độ cao bằng V_m ;
- hai bậc cao vừa, độ cao bằng $b.V_m$;
- hai bậc thấp nhất, độ cao bằng $a.V_m$.

Điện áp $v(\theta)$ là một hàm chu kỳ, đối xứng qua trục hoành. Khai triển Fourier của nó chứa các số hạng sinus :

$$v(\theta) = A_1 \sin \theta + A_2 \sin \left(\frac{2\pi\theta}{L} \right) + A_3 \sin \left(\frac{3\pi\theta}{L} \right) + \dots A_n \sin \left(\frac{n\pi\theta}{L} \right) + \dots$$

trong đó chu kỳ của v là $2L = 2\pi$; $n = 1, 2, 3, \dots$

$$A_n = \frac{2}{L} \cdot \int_0^L v(\theta) \sin\left(\frac{n\pi\theta}{L}\right) d\theta = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^L v(\theta) \cdot \sin(n\theta) d\theta$$

$$A_1 = \frac{4V_m}{\pi} (0,1339a + 0,336b + 0,5)$$

$$A_3 = \frac{4V_m}{3\pi} (a + b - 1)$$

$$A_5 = \frac{4V_m}{5\pi} (1,866a - 1,366b + 0,5)$$

$$A_7 = \frac{4V_m}{7\pi} (1,866a - 1,366b + 0,5)$$

$$A_9 = \frac{4V_m}{9\pi} (a + b - 1)$$

$$A_{11} = \frac{4V_m}{11\pi} (0,134a + 0,366b + 0,5)$$

$$A_{13} = \frac{4V_m}{13\pi} (0,134a + 0,366b + 0,5)$$

$$A_{15} = \frac{4V_m}{15\pi} (a + b - 1)$$

$$A_{17} = \frac{4V_m}{17\pi} (1,866a - 1,366b + 0,5)$$

$$A_{19} = \frac{4V_m}{19\pi} (1,866a - 1,366b + 0,5)$$

$$A_{21} = \frac{4V_m}{21\pi} (a + b - 1)$$

$$A_{23} = \frac{4V_m}{23\pi} (0,134a + 0,366b + 0,5)$$

$$A_{25} = \frac{4V_m}{25\pi} (0,134a + 0,366b + 0,5)$$

Sóng hài gây tổn thất lớn là sóng bậc 3 và bậc 5. Để loại bỏ hai sóng nới trên thì A_3 và A_5 phải bằng 0, tức là :

$$A_3 = \frac{4V_m}{3\pi} (a + b - 1) = 0$$

$$A_5 = \frac{4V_m}{5\pi} (1,866a - 1,366b + 0,5) = 0$$

Giải hai phương trình trên ta nhận được :

$$a = 0,268 \text{ và } b = 0,732$$

Có thể nhận thấy rằng : Khi $A_3 = A_5 = 0$ thì $A_7, A_9, A_{15}, A_{17}, A_{19}, A_{21}$ cũng đều bằng 0. Cuối cùng ta có :

$$v = V_m(\sin\theta + \frac{1}{11}\sin11\theta + \frac{1}{13}\sin13\theta + \frac{1}{23}\sin23\theta + \frac{1}{25}\sin25\theta + \dots)$$

Trên hình 11.47 giới thiệu hình dáng điện áp thực tế nhận được với $V_m = 310 \text{ V}$, $a = 0,268$, $b = 0,732$ và tần số $f = 60 \text{ Hz}$.

11.8. BỘ NGHỊCH LƯU ÁP BA PHA ĐIỀU BIẾN PWM

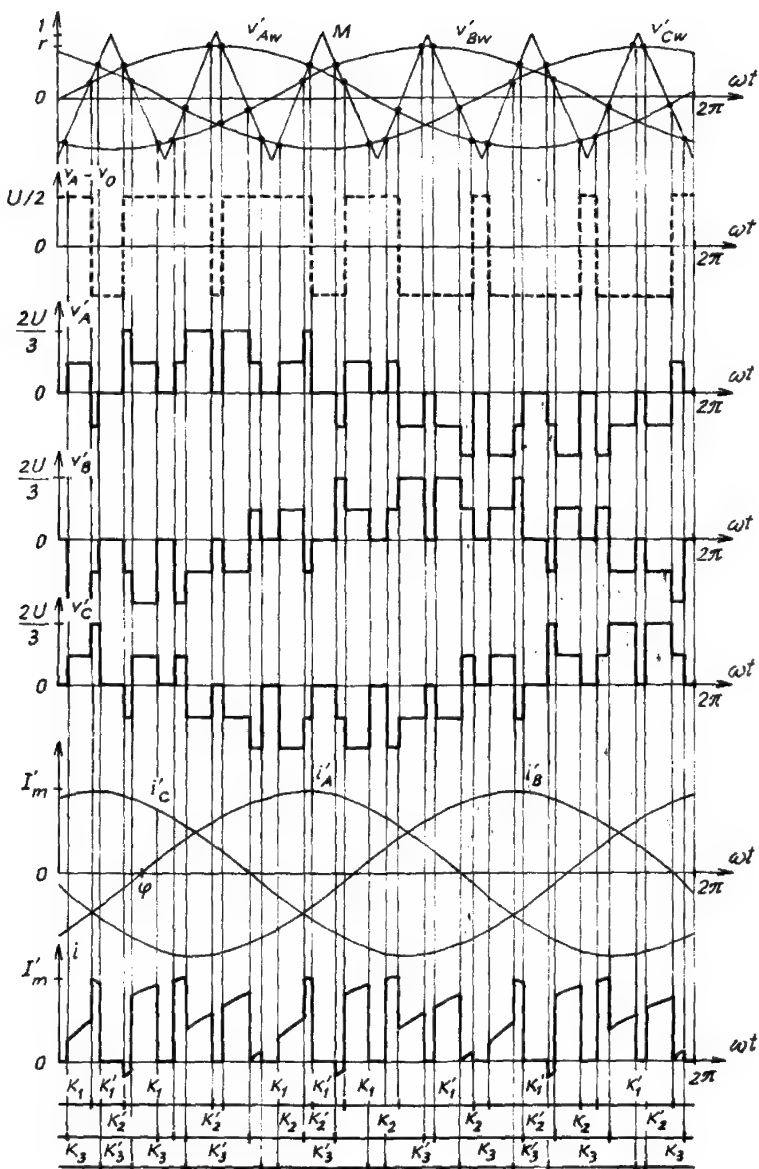
11.8.1. ĐIỀU KHIỂN NỬA CẦU

Bộ nghịch lưu áp ba pha tạo nên từ ba bộ nghịch lưu nửa cầu một pha được cho trên hình 11.48. Ta có thể sử dụng một sóng mang M duy nhất. Giao điểm của sóng mang với ba sóng chuẩn v'_{Aw} , v'_{Bw} , v'_{Cw} , cho ta các thời điểm đóng, mở của các khóa K_1 và K'_1 , K_2 và K'_2 , K_3 và K'_3 . Để cho ba điện áp ra v'_A , v'_B , v'_C lệch pha nhau $2\pi/3$, ta lấy ba sóng chuẩn cùng biên độ và lệch pha $2\pi/3$. Để cho ba điện áp ra v'_A , v'_B , v'_C lệch pha nhau $2\pi/3$ ta lấy ba sóng chuẩn cùng biên độ và lệch pha $2\pi/3$. Để ba điện áp pha như nhau ở một phần ba chu kỳ, ta điều biến đồng bộ với hệ số điều biến là 3m. Thứ tự và các khoảng dẫn chuyển mạch đã cho trong bảng.

11.8.2. DẠNG SÓNG

Trên hình 11.48 trình bày các dạng sóng ứng với $m = 6$. Từ trên xuống dưới là :

- Xác định thời điểm chuyển mạch của các khóa.
- Dạng sóng $v_A - v_O$ của nửa cầu đầu tiên.



Hình 11.48. Dạng sóng và thủ tự điều khiển bộ nghịch lưu áp ba pha từ ba nửa cầu một pha

- Dạng sóng điện áp ra v'_A , v'_B , v'_C .
- Dạng sóng i'_A ; i'_B , i'_C từ dạng sóng dòng điện vào i .

- Hiệu điện áp $v_A - v_O$ và v'_A không chịu các điều hòa bậc 3 và bội ba.

Trị hiệu dụng của điện áp ra cơ bản :

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U}{2} \quad (11.37)$$

Trị trung bình của dòng điện vào :

$$I = \frac{1}{U} 3V_1 \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cos\varphi = \frac{3}{4} r I_m \cos\varphi \quad (11.38)$$

Trong dòng điện vào loại bỏ được một số điều hòa tần số $2f$. Các điều hòa chủ yếu còn lại là :

$$m - 3; m + 3 \text{ và } 2m.$$

Các đại lượng mà phần tử bán dẫn phải chịu đựng tương tự như trong nghịch lưu nửa cầu.

Nếu thay sóng hình sin chuẩn bằng sóng chuẩn có dạng :

$$\frac{U}{2} (r \sin\omega t + k \sin 3\omega t) \quad (11.37)$$

trong các điện áp $v_A - v_O$, $v_B - v_O$, $v_C - v_O$ có điều hòa cơ bản với biên độ bằng $r.U/2$ và điều hòa bậc 3 có biên độ $k.U/2$, nhưng trong điện áp tải v'_A , v'_B , v'_C không có điều hòa bậc ba. Điều khiển có thêm thành phần bậc 3 vào điện áp chuẩn gọi là điều khiển gần tối ưu.

11.9. BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG BA PHA ĐIỀU KHIỂN ĐỘ RỘNG XUNG

Trong thực tế thường sử dụng bộ nghịch lưu dòng, nhất là đối với nghịch lưu cầu ba pha điều biến PWM. Sơ đồ bộ nghịch lưu này đã cho trong hình 11.48.

Không phụ thuộc vào kiểu điều biến, cần phải thực hiện đóng mở các chuyển mạch như sau :

- Ba khóa chuyển mạch K_1 , K_2 , K_3 luôn có một và chỉ một khóa đóng.
- Ba khóa chuyển mạch K'_1 , K'_2 , K'_3 luôn một và chỉ một khóa đóng.

Các điều kiện này không đòi hỏi đối với bộ nghịch lưu áp hình cầu do xác định các góc chuyển mạch của ba pha cùng một lúc.

Gọi I là dòng điện vào, ba sóng chuẩn có dạng :

$$i'_{Aw} = r \sin \omega t$$

$$i'_{Bw} = r \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$i'_{Cw} = r \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

Các dòng điện ra : i'_A, i'_B, i'_C có tần số f .

Điều biến hình sin được đặc trưng bằng :

r là hệ số điều chỉnh dòng điện ;

m là chỉ số điều biến, $m = f'/f$.

Trên hình 11.49 ta sử dụng hai sóng mang M_1 và M_2 có tần số f' hình tam giác thay đổi từ 0 đến 1 và lệch pha một nửa chu kỳ.

Để ba dòng điện ra i'_A, i'_B, i'_C giống nhau ở một phần ba chu kỳ và nửa chu kỳ dương giống nửa chu kỳ âm, m phải là số lẻ nhân với 3. Trên hình 11.49 có $m = 9$.

Ta chia chu kỳ T của đại lượng ra làm 6 phần bằng nhau. Trong mỗi phần hai khóa chuyển mạch của cùng một nhóm có các thời điểm đóng, mở được xác định bằng giao điểm của sóng chuẩn và sóng mang. Một khóa của nhóm khác dùng như khóa dẫn hướng.

- Trong khoảng một phần sáu chu kỳ đầu tiên ($0 < t < T/6$), khóa K_1 được điều khiển bằng các giao điểm của i'_{Aw} và M_1 . Giao điểm với M đi xuống điều khiển đóng K_1 , với M_1 đi lên mở K_1 .

Các giao điểm i'_{Cw} với M_2 đi xuống điều khiển đóng K_3 , với M_2 đi lên mở K_3 .

Khóa K_2 đóng khi K_1 và K_3 mở. Khóa K_2 đóng thường xuyên trong một phần sáu chu kỳ.

Khi K_1 đóng : $i'_A = I, i'_B = -I, i'_C = 0, u = v'_A - v'_B$.

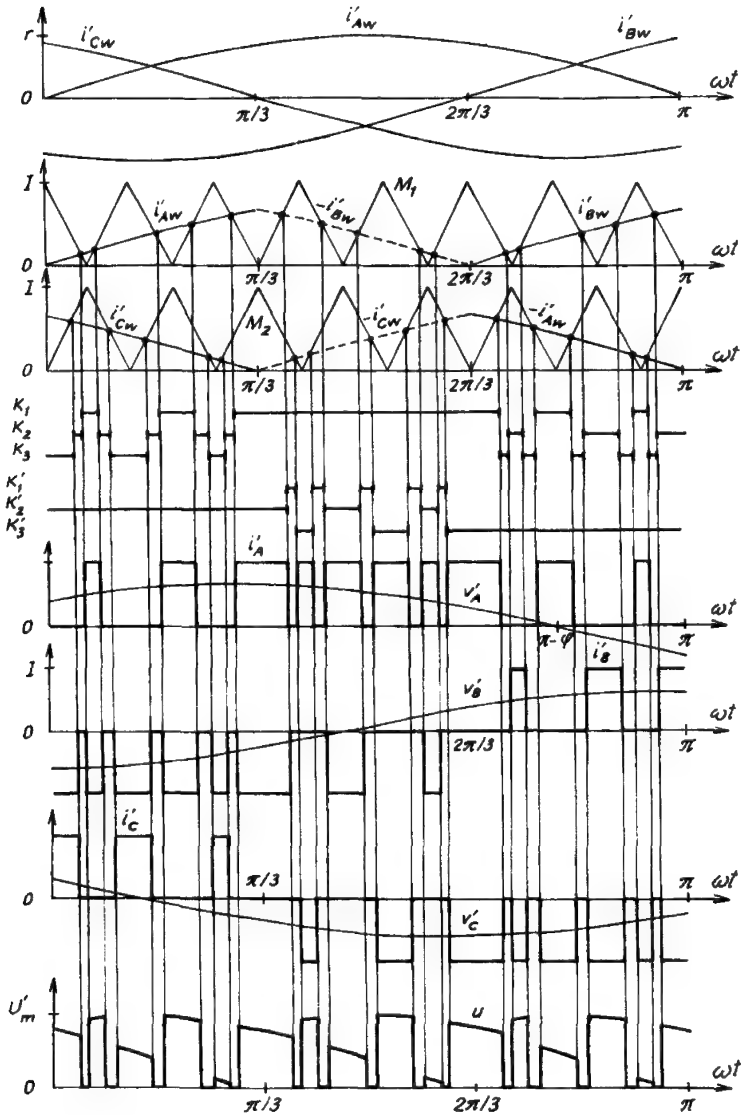
Khi K_3 đóng : $i'_A = 0, i'_B = -I, i'_C = I, u = v'_C - v'_B$.

Khi K_2 đóng : $i'_A = 0, i'_B = 0, i'_C = 0, u = 0$.

– Trong khoảng phần sáu chu kỳ thứ hai ($T/6 < t < T/3$) :

Các giao điểm của $-i'_{Bw}$ với M_1 điều khiển K'_2 ;

Các giao điểm của $-i'_{Cw}$ với M_2 điều khiển K'_3 ;



Hình 11.49. Nghịch lưu dòng ba pha điều biến PWM

Khóa K'_1 đóng khi K'_2 và K'_3 mở.

Khóa K_1 đóng thường xuyên.

Khi K'_2 đóng : $i'_A = I$, $i'_B = -I$, $i'_C = 0$, $u = v'_A - v'_B$.

Khi K'_3 đóng : $i'_A = I$, $i'_B = 0$, $i'_C = -I$, $u = v'_A - v'_C$.

Khi K'_1 đóng : $i'_A = 0$, $i'_B = 0$, $i'_C = 0$, $u = 0$.

- Các phần sáu chu kỳ tiếp theo

Ở phần sáu chu kỳ thứ ba, điều khiển K_2 bằng cách so sánh i'_{Bw} và M_1 , điều khiển K_1 bằng so sánh $-i'_{Aw}$ và M_2 , K_3 đóng vai trò khóa bù, K'_3 đóng thường xuyên.

Ở phần sáu chu kỳ thứ tư ta điều khiển K'_3 bằng cách so sánh $-i'_{Cw}$ với M_1 , điều khiển K'_1 bằng so sánh $-i'_{Aw}$ với M_2 , K'_2 đóng khi K'_3 và K'_1 mở, K_2 đóng thường xuyên.

Trên hình 11.49 cho dạng sóng ba dòng điện ra i'_A , i'_B , i'_C và điện áp vào u với $m = 9$ và tải R-L.

11.10. BỘ LỌC TÍCH CỰC

11.10.1. MỤC ĐÍCH CỦA BỘ LỌC TÍCH CỰC

Bộ lọc tích cực là một bộ biến đổi đặt giữa lưới và tải, có tác dụng loại bỏ toàn bộ hoặc một phần các nhiễu loạn phát sinh trong lưới.

Giả thiết i'_A , i'_B , i'_C là các dòng điện tải và dòng điện từ lưới là i_A , i_B , i_C . Dòng điện do bộ lọc tích cực phát ra là :

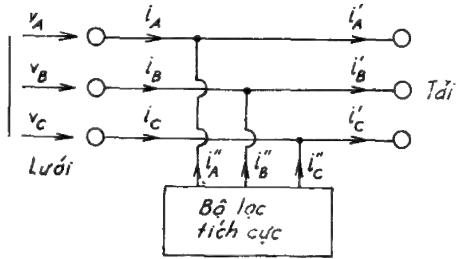
$$i''_A = i'_A - i_A, \quad i''_B = i'_B - i_B, \quad i''_C = i'_C - i_C$$

Dòng điện lưới hình sin, thành phần dòng điện cơ bản cùng pha với điện áp lưới. Trên hình 11.50 giả thiết các dòng điện i'_A , i'_B , i'_C được lấy từ các chỉnh lưu tiristo làm việc với góc mỗi α .

- Nếu ta muốn dòng điện nguồn i_A chỉ chứa thành phần cơ bản i'_A thì bộ lọc phải cung cấp dòng điện i''_A bằng tổng các điều hòa bậc cao (hình 11.51a).

- Nếu ta muốn lưới chỉ cấp công suất tác dụng cho tải, bộ lọc phải cung cấp dòng điện bằng hiệu giữa i'_A và thành phần cơ bản trùng pha với điện áp (hình 11.51b).

Thông thường người ta phối hợp bộ lọc tích cực với bộ lọc thụ động là những mạch cộng hưởng theo các tần số điều hòa bậc thấp cần loại bỏ và các tụ điện.

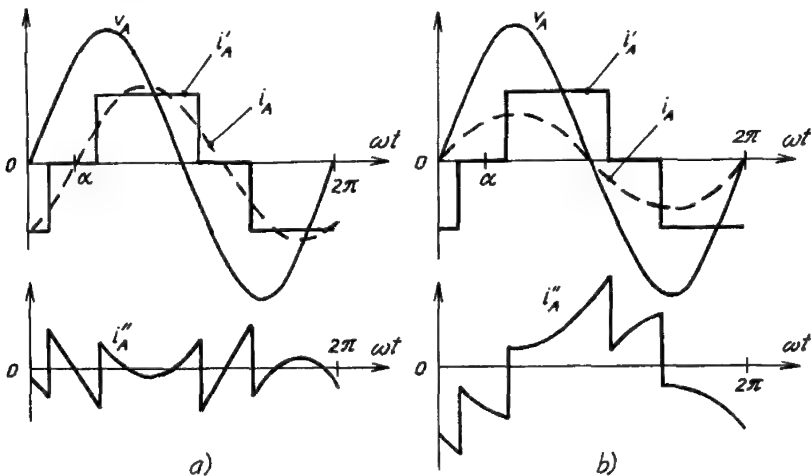


Hình 11.50. Bộ lọc tích cực

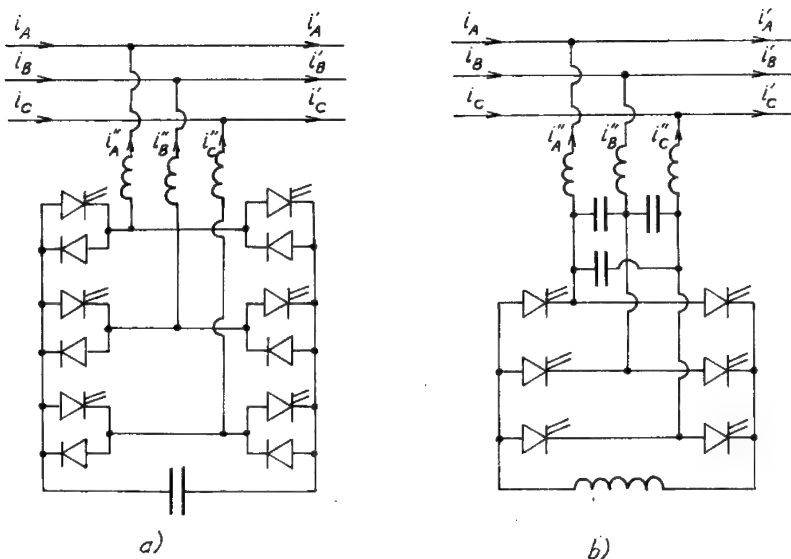
11.10.2. CẤU TRÚC

Các dòng điện i''_A , i''_B , i''_C hoặc các điện áp tương ứng tạo nên dòng điện, điện áp chuẩn cho bộ nghịch lưu tạo nên bộ lọc. Bộ nghịch lưu này có thể là bộ nghịch lưu áp (hình 11.52a) hoặc nghịch lưu dòng (hình 11.52b).

Công suất mà bộ lọc tích cực phát ra có trị trung bình bằng không. Như vậy nguồn cung cấp cho bộ nghịch lưu là phần tử phản kháng, là điện dung trong trường hợp nghịch lưu áp và là điện cảm trong trường hợp nghịch lưu dòng.



Hình 11.51. Dạng sóng dòng điện bộ lọc tích cực



Hình 11.52. Bộ lọc tích cực
a) Nghịch lưu áp ; b) Nghịch lưu dòng

Để tín hiệu phát bám đúng tín hiệu chuẩn, tần số mạng phải lớn. Để giảm các điều hòa cao tần phát sinh khi điều biến, ta thêm một điện cảm nhỏ ở đầu ra bộ nghịch lưu áp và bộ lọc đầu ra bộ nghịch lưu dòng.

11.11. BỘ NGHỊCH LƯU CỘNG HƯỞNG

Bộ nghịch lưu cộng hưởng là các bộ nghịch lưu áp hay dòng có một sóng trong một nửa chu kỳ, làm việc trong các điều kiện đặc biệt.

Tải của bộ nghịch lưu này là mạch dao động ít bị suy giảm. Khi điều khiển các khóa chuyển mạch có thể nhận được :

- Chuyển mạch tự nhiên làm dễ dàng thực hiện các bộ chuyển mạch.
- Các đại lượng đầu ra là điện áp hay dòng điện có dạng sóng gần hình sin.

Ta điều khiển các khóa chuyển mạch ở một tần số gồm tần số cộng hưởng của tải. Nếu tần số này thay đổi cần phải thay đổi tần số điều khiển, do đó bộ nghịch lưu phải được điều khiển theo tải mà không hoạt động độc lập nữa.

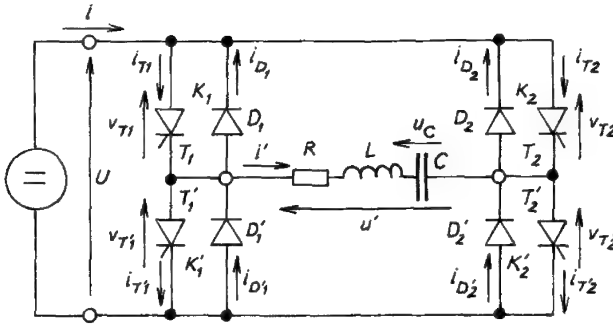
11.11.1. BỘ NGHỊCH LƯU NỐI TIẾP

Bộ nghịch lưu nối tiếp là bộ nghịch lưu cộng hưởng cung cấp cho mạch R-L-C mắc nối tiếp (hình 11.53). Do điện cảm tải tạo nên nguồn dòng, bộ nghịch lưu phải là nghịch lưu nguồn áp.

Trên sơ đồ ở hình 11.53 là bộ nghịch lưu cầu, do đó điều khiển phải đồng thời đóng K_1 và K'_2 rồi đóng K_2 và K'_1 :

Khi $0 < t < T/2$: $u' = +U$; Khi $T/2 < t < T$: $u' = -U$.

Ta có thể sử dụng bộ nghịch lưu đẩy-kéo ($u' = \pm U \cdot 2n_2/n_1$) hoặc nửa cầu ($u' = \pm U/2$).



Hình 11.53. Bộ nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp

11.11.1.1. Dạng sóng điện áp ra

Điện áp u_C trên cực tụ C và dòng điện i' liên hệ với u' qua biểu thức :

$$R \cdot i' + L \frac{di'}{dt} + u_C = u'$$

$$i' = C \cdot \frac{du_C}{dt}$$

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C = u'. \quad (11.39)$$

Đây là phương trình vi phân cấp 2 có các đặc trưng sau :

- Tần số dao động riêng :

$$\beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (11.40)$$

- Hệ số tắt (suy giảm) :

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (11.41)$$

- Tỷ số :

$$\xi = \frac{\alpha}{\beta_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (11.42)$$

Nếu hệ số tắt rất nhỏ ($\alpha < \beta_0$) điện áp u_C có biểu thức :

$$u_C = u_{Cf} + (A'_1 \cos \beta t + A'_2 \sin \beta t)$$

$$\beta = \sqrt{\beta_0^2 - \alpha^2} = \beta_0 \sqrt{1 - \xi^2}$$

Các hằng số tích phân A'_1 và A'_2 được xác định bằng :

$$A'_1 = u_{C0} - u_{Cf0}$$

$$A'_2 = \frac{(i'_0 - i'_{f0})/C + \alpha (u_{C0} - u_{Cf0})}{\beta}$$

Trong nửa chu kỳ đầu tiên ($0 \div T/2$) :

$$LC \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C = U$$

với sơ kiện $u_{Cf} = U$, $u_{Cf0} = U$, $i'_{f0} = (du_{Cf}/dt)_0/C = 0$.

Ta tìm được nghiệm quá độ :

$$u_C = U + \left\{ \left[\frac{i'_0}{C\beta} + \frac{\alpha}{\beta} (u_{C0} - U) \right] \sin \beta t + (u_{C0} - U) \cos \beta t \right\} e^{-\alpha t}$$

$$i' = C \frac{du_C}{dt} = \left\{ - \left[\frac{\alpha}{\beta} i'_0 + C \frac{\beta_0^2}{\beta} (u_{C0} - U) \right] \sin \beta t + i'_0 \cos \beta t \right\} e^{-\alpha t}$$

Ở chế độ xác lập, nếu gọi T là chu kỳ của các đại lượng ra, ta có :

$$u_C(t + T/2) = -u_C(t), \quad i'(t + T/2) = -i'(t)$$

Ta xác định u_{C0} và i'_0 bằng :

$$u_C(T/2) = -u_{C0} \text{ và } P(T/2) = -i'_0$$

$$u_{C0} = U \cdot \frac{1 - M.e^{-\alpha \frac{T}{2}} - N.e^{-\alpha T} \sin^2 \beta \frac{T}{2}}{1 + M.e^{-\alpha \frac{T}{2}} + N.e^{-\alpha T} \sin^2 \beta \frac{T}{2}}$$

$$i'_0 = -C.\beta_0 U \frac{N.e^{-\alpha \frac{T}{2}} \sin \beta \frac{T}{2}}{1 + M.e^{-\alpha \frac{T}{2}} + N.e^{-\alpha T} \sin^2 \beta \frac{T}{2}}$$

trong đó :

$$M = \cos \beta \frac{T}{2} + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta \frac{T}{2}$$

$$N = \frac{\beta_0^2}{\beta^2} \frac{1}{1 + \left(\cos \beta \frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta \frac{T}{2} \right) e^{-\alpha \frac{T}{2}}}$$

Giá trị dòng điện i'_0 của i' tại $t = 0$ bằng không nếu $\beta.T/2 = \pi$. Ký hiệu $\omega = 2\pi/T$ là tần số cơ bản của điện áp u' , nếu $\omega = \beta$.

Nếu $\omega < \beta$, i'_0 sẽ dương, còn nếu $\omega > \beta$ thì i'_0 âm.

Trên hình 11.54 biểu diễn dạng sóng với $\xi = 1/4$.

Dòng điện i' được quy về $C.\beta_0 U$, điện áp $u_C = U$.

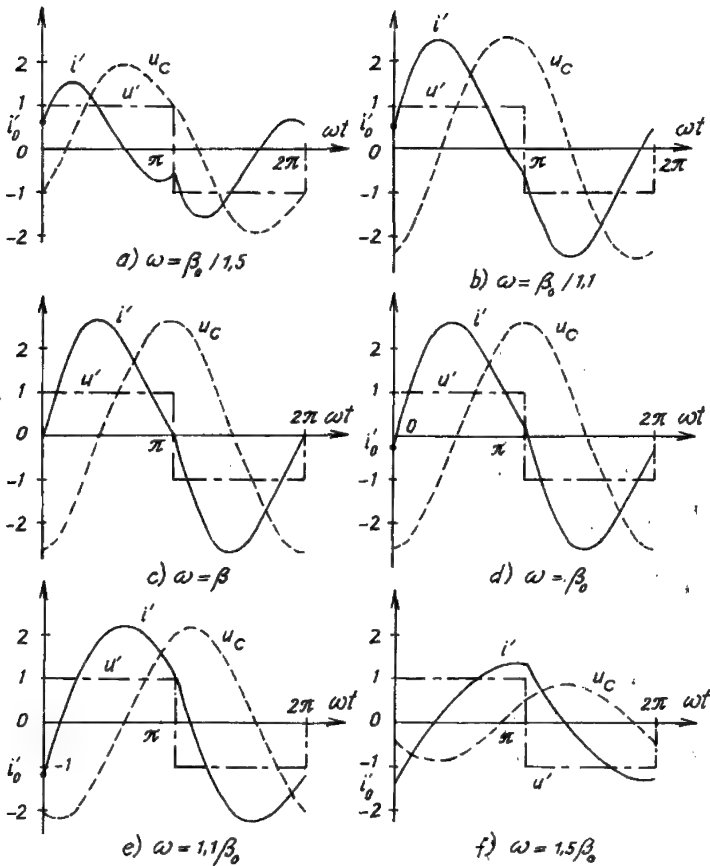
Các dạng sóng cho thấy :

- Các chuyển mạch cần thực hiện :

Nếu $\omega < \beta$ trong nửa chu kỳ ($0 \div T/2$), trong đó K_1 và K'_2 đóng có dòng i' chạy qua. Dòng điện này đầu tiên dương, sau đó bằng không và đảo chiều. Mạch điện mang tính điện dung.

Nếu $\omega > \beta$ trong nửa chu kỳ đầu tiên, dòng điện i' qua K_1 và K'_2 . Đầu tiên dòng điện này âm sau đó bằng không rồi trở nên dương. Mạch điện này mang tính điện cảm.

Những hạn chế của phương pháp điều hòa bậc nhất là : điện áp u_C và dòng điện i' có dạng hình sin nếu $\omega \approx \beta$ và ξ càng nhỏ. Khi $\omega \approx \beta$ ta có thể coi u_C và i' trùng với thành phần cơ bản.



Hình 11.54. Dạng sóng điện áp, dòng điện bộ nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp.

a) $\omega = \beta_0 / 1,5$; b) $\omega = \beta_0 / 1,1$; c) $\omega = \beta = 0,968\beta_0$;
d) $\omega = \beta_0$; e) $\omega = 1,1\beta_0$; f) $\omega = 1,5\beta_0$

Nếu $\omega \neq \beta$ ($\omega > \beta$) dòng điện i' có dạng hình răng cưa nếu $\omega < \beta$ dòng i' có nhiều dao động trong nửa chu kỳ của u' . Nếu $\omega = \beta/k$, dòng điện i' qua 0 k lần trong khoảng $(0 + T/2)$. Dạng sóng sẽ rất khác hình sin với tần số cùng tần số của u' . Nếu các chuyển mạch được điều khiển ở cùng tần số của u' , dạng sóng sẽ không liên tục. Ta coi $\beta/2$ là giá trị tối thiểu để ω hoạt động bình thường.

11.11.1.2. Các linh kiện điện tử công suất và cách điều khiển

Cũng như các bộ nghịch lưu áp, mỗi khóa chuyển mạch của bộ nghịch lưu nối tiếp được tạo nên từ một linh kiện có điều khiển với một diốt nối song song ngược.

Bộ nghịch lưu được điều khiển bằng tải sao cho phù hợp với tải.

a. Trường hợp tải R-C :

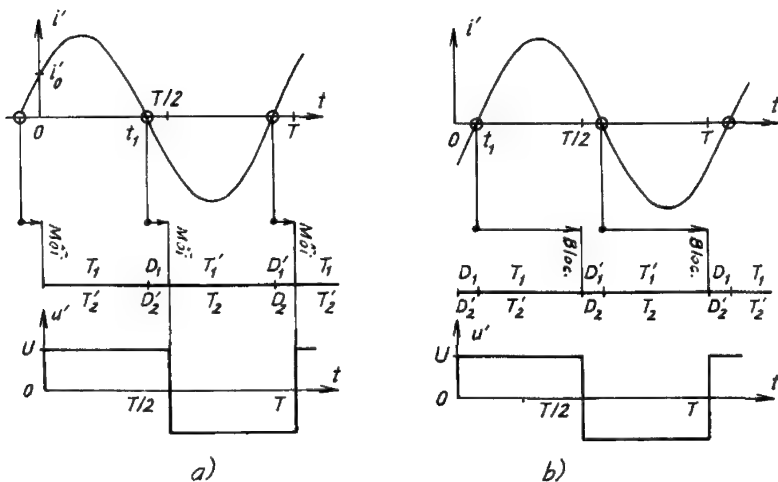
Nếu ta duy trì $\omega < \beta$, tải luôn là điện dung. Ta có thể sử dụng linh kiện có điều khiển là tiristo thường.

Trên hình 11.55a, sự mỗi trễ của linh kiện bán dẫn có điều khiển được tính từ khi dòng điện qua 0.

- Dòng i' giảm qua 0 ở $t = t_1$ dùng để đóng T_2 và T'_1 tại $t = T/2$.

- Dòng i' giảm qua 0 ở $t = t_1 + T/2$ dùng để đóng T_1 và T'_2 tại $t = T$.

Khi tăng góc mỗi $T/2 - t_1$ giữa lần chuyển qua 0 của i' và thứ tự đóng thì tần số càng giảm, khi càng xa cộng hưởng dòng điện i' càng giảm.



Hình 11.55. Điều khiển bộ nghịch lưu do tải

b. Trường hợp tải R-L :

Nếu ta duy trì $\omega > \beta$, tải luôn là điện cảm. Các linh kiện bán dẫn chỉ điều khiển mở với diốt nối song song ngược, ta sử dụng các tiristo song song.

Việc chuyển từ giá trị dòng điện âm sang giá trị dương ở $t = t_1$ dùng để mở có điều khiển T_1 và T'_2 ở $t = T/2$, (hình 11.55b).

Cũng vậy, lúc T_2 và T'_1 bắt đầu dẫn ở $t = t_1 + T/2$ dùng để khóa ở thời điểm $t = T$. Khoảng dẫn $T/2 - t_1$ càng ngắn tần số làm việc càng tăng.

11.11.1.3. Đặc tính

Điện áp u' được khai triển thành chuỗi :

$$u' = U'_1 \sqrt{2} \sin \omega t + U'_3 \sqrt{2} \sin 3\omega t + \dots + U'_n \sqrt{2} \sin n\omega t$$

$$U'_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U, \quad U'_n = \frac{U'_1}{n} \quad (11.43)$$

Dòng điện cơ bản :

$$I'_1 = \frac{U'_1}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}$$

$$U_{RL1} = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot I'_1 \quad (11.44)$$

Góc lệch pha :

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \quad (11.45)$$

Trị hiệu dụng của u_C :

$$U_{C1} = \frac{I'_1}{C\omega} = U'_1 \frac{1}{C\omega \sqrt{R^2 + (L\omega - 1/C\omega)^2}} \quad (11.46)$$

Ta có thể biểu diễn I'_1 , φ_1 , U_{RL1} và U_{C1} theo U , R , ζ và ω/β_0 :

$$I'_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U}{R} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\omega} \right)^2}}}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1}{2\zeta} \left(\frac{\omega}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\omega} \right) \quad (11.47)$$

$$U_{RL1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \sqrt{\frac{4\zeta^2 + (\omega/\beta_0)^2}{4\zeta^2 + \left(\frac{\omega}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\omega}\right)^2}} \quad (11.48)$$

$$U_{C1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \sqrt{\frac{\beta_0'\omega}{4\zeta^2 + \left(\frac{\omega}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\omega}\right)^2}} \quad (11.49)$$

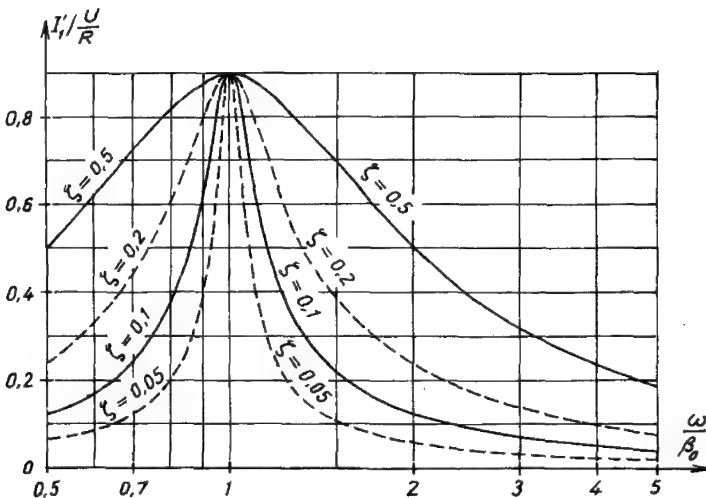
Ta có thể vẽ các đường cong cộng hưởng kinh điển. Hình 11.56 trình bày biến thiên $I'_1/(U/R)$ theo tần số với một số giá trị ζ . Ta không vẽ các đường cong với $\omega/\beta_0 < 0,5$ bởi vì $\omega/\beta_0 = 0,5$ là giới hạn làm việc bình thường.

Nhận xét :

Từ đặc tính trên hình 11.56 ta suy ra :

Nếu ζ không quá bé, nên làm việc phía trên tần số cộng hưởng hơn là phía dưới vì khả năng biến thiên dòng điện I'_1 dài hơn.

Nếu làm việc ở $\omega/\beta_0 > 1$, vì lý do công nghệ giới hạn tần số ở dải tần số lớn.



Hình 11.56. Đặc tính dòng điện cộng hưởng theo tần số

Nếu làm việc với $\omega/\beta_0 < 1$ đặc tính xấu đi rõ rệt ở dưới $\beta/2$. Trong trường hợp này dải tần sẽ giảm vì không thể làm việc với $\omega/\beta_0 = 1$.

Cần phải để cho $|\varphi_1|$ đủ để $|\varphi_1|/\omega$ lớn hơn thời gian phục hồi của các tiristo.

Cuối cùng trong bộ nghịch lưu áp, để đảm bảo vệ các linh kiện bán dẫn có điều khiển khi tốc độ dv/dt và di/dt quá lớn. Tuy nhiên dù chọn chế độ làm việc nào thì việc đưa mạch cộng hưởng vào hoạt động không gây khó khăn đặc biệt nào.

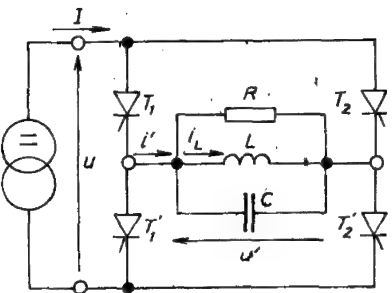
11.11.2. BỘ NGHỊCH LƯU SONG SONG

Bộ nghịch lưu song song là nghịch lưu cộng hưởng cung cấp cho mạch cộng hưởng song song ít suy giảm. Trên hình 11.57 phụ tải gồm một tụ điện điện cảm và điện trở nối song song ở đầu ra tạo nên tải nguồn áp, do đó bộ nghịch lưu phải là nghịch lưu dòng.

Bộ nghịch lưu có thể gồm hai hoặc bốn khóa chuyển mạch như ở hình 11.57. Trong trường hợp này thường điều khiển đồng thời T_1 và T'_2 , T_2 và T'_1 .

Khi $0 < t < T/2$, T_1 và T'_2 đóng : $i' = I$, $u = u$;

Khi $T/2 < t < T$, T_2 và T'_1 đóng : $i' = -I$, $u = -u'$.



Hình 11.57. Bộ nghịch lưu cộng hưởng song song

11.11.2.1. Dạng sóng các đại lượng ra

Nếu kể đến toàn bộ công suất tác dụng tiêu thụ trong tải qua điện trở R mắc song song với L và C nhờ sự tương nghịch, ta có thể sử dụng các kết quả của bộ nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp. Thực vậy dòng điện i_L trong L và điện áp u' liên hệ với dòng i' qua biểu thức :

$$\frac{u'}{R} + C \frac{du'}{dt} + i_L = i' \tag{11.50}$$

$$u' = L \frac{di_L}{dt} .$$

$$LC \cdot \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{L}{R} \cdot \frac{di_L}{dt} + i_L = i'. \quad (11.51)$$

Ta tìm được biểu thức tương tự đối với bộ nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp với điều kiện : Thay U bằng I, i bằng u, u' bằng i', u_C bằng i_L và L bằng C, R bằng 1/R.

Tần số dao động riêng :

$$\beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \alpha = \frac{1}{2RC}, \quad \zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (11.52)$$

Loại chuyển mạch cần thực hiện phụ thuộc vào dấu của u'₀ :

- Nếu $\omega < \beta$ thì u'₀ dương ;
- Nếu $\omega > \beta$ thì u'₀ âm.

11.11.2.2. Linh kiện bán dẫn cần sử dụng

Cũng như các bộ nghịch lưu dòng, ta cần sử dụng các linh kiện bán dẫn điều khiển một chiều về dòng điện, sẵn sàng chịu được điện áp ngược.

Bằng điều khiển ta duy trì ω/β luôn nhỏ hơn hay lớn hơn 1.

- Nếu $\omega/\beta < 1$, u'₀ dương, u' cùng kiểu dạng sóng như trên hình 11.35. Tải R-L, các khóa chuyển mạch phải đóng, mở có điều khiển.

- Nếu $\omega/\beta > 1$, u'₀ âm, u' thay đổi và tải R-C. Các linh kiện bán dẫn chỉ cần đảm bảo được mỗi, đó là các tiristo thường. Để điều khiển chúng ta sử dụng điện áp u' qua 0.

- u' tăng qua 0 để mỗi T₂ và T'₁.
- u' giảm qua 0 để mỗi T₁ và T'₂.

Tóm lại góc trễ giữa chuyển qua 0 và thời điểm khóa càng lớn tần số làm việc càng xa tần số cộng hưởng.

11.11.2.3. Các đặc tính

Thông thường bộ nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp được cung cấp từ lưới công nghiệp qua bộ chỉnh lưu và điện cảm. Theo quan điểm chuyển mạch nguồn cấp cho bộ nghịch lưu là nguồn dòng, do ảnh hưởng của điện cảm

nhưng đặc tính tính của nó là đặc tính nguồn áp. Lưới và bộ chỉnh lưu tạo nên trị trung bình điện áp U ở đầu vào bộ nghịch lưu.

Trị hiệu dụng dòng điện cơ bản đầu ra là :

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \quad (11.53)$$

Nếu coi điện áp ra U trùng với điện áp thành phần cơ bản U'_1 , cân bằng công suất vào và ra cho ta quan hệ :

$$U.I = U'_1 I_1 \cos \varphi_1$$

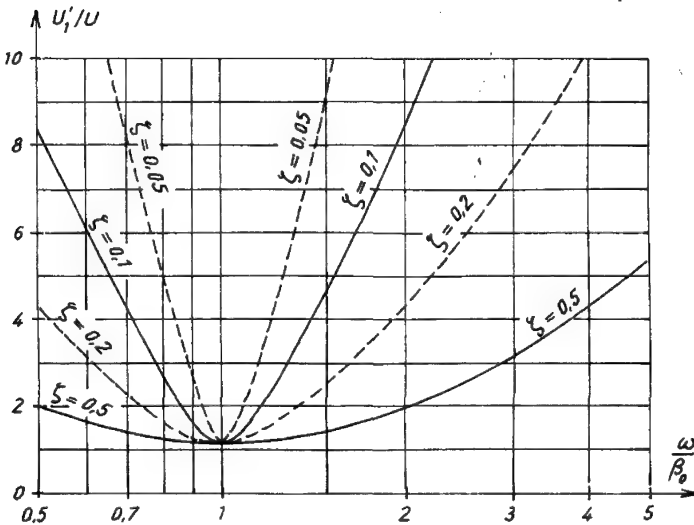
suy ra :

$$U'_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{U}{\cos \varphi_1} \quad (11.54)$$

trong đó $\cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2 \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)^2}}$

Từ U'_1 suy ra trị hiệu dụng dòng điện cơ bản trong nhánh R-L-C của tải là :

$$I_{R1} = \frac{U'_1}{R}, \quad I_{L1} = \frac{U'_1}{\omega L}, \quad I_{C1} = \omega C.U'_1. \quad (11.55)$$



Hình 11.58. Đặc tính U'_1/U_1 theo ω/β_0

Hình 11.58 cho quan hệ U'_1/U theo ω/β_0 với các giá trị ζ khác nhau. Ta thấy rằng khi làm việc ở $\omega > \beta_0$ lớn hơn 1, cho phép mở rộng dải điều chỉnh, đặc biệt khi hệ số suy giảm tương đối lớn. Ngoài ra trong bộ nghịch lưu dòng, việc bảo vệ chống vượt quá di/dt chỉ cần các khóa chuyển mạch mở tự phát, do đó dễ dàng thực hiện.

11.11.3. NGUỒN MỘT CHIỀU CỘNG HƯỞNG

Để tạo nên nguồn một chiều từ lưới, người ta thường sử dụng máy biến áp, bộ chỉnh lưu và bộ lọc.

Trong một số ứng dụng với công suất nhỏ và trung bình, người ta hay sử dụng nguồn cộng hưởng. Bộ nguồn này được hình thành từ một bộ chỉnh lưu được cấp trực tiếp từ lưới, một bộ lọc và bộ nghịch lưu cộng hưởng, máy biến áp và bộ chỉnh lưu cùng bộ lọc đầu ra như trên sơ đồ ở hình 11.59. Sơ đồ này có nhiều phần tử nhưng máy biến áp, bộ lọc làm việc ở tần số bộ nghịch lưu có tần số lớn hơn tần số lưới nhiều, do đó gọn nhẹ hơn. Toàn bộ hệ thống sẽ gọn nhẹ hơn giải pháp thông thường, thời gian đáp ứng ngắn hơn.

11.11.3.1. Nguồn một chiều cộng hưởng nối tiếp

Hình 11.59 trình bày sơ đồ nguồn cộng hưởng nối tiếp sử dụng một tầng trung gian là bộ nghịch lưu nối tiếp. Điện áp lưới đầu tiên được nghịch lưu sơ đồ cầu rồi được lọc. Bộ nghịch lưu áp cung cấp cho mạch L-C và sơ cấp máy biến áp. Dòng thứ cấp được chỉnh lưu bằng cầu diôt. Tụ C_d lọc điện áp ra U_d .

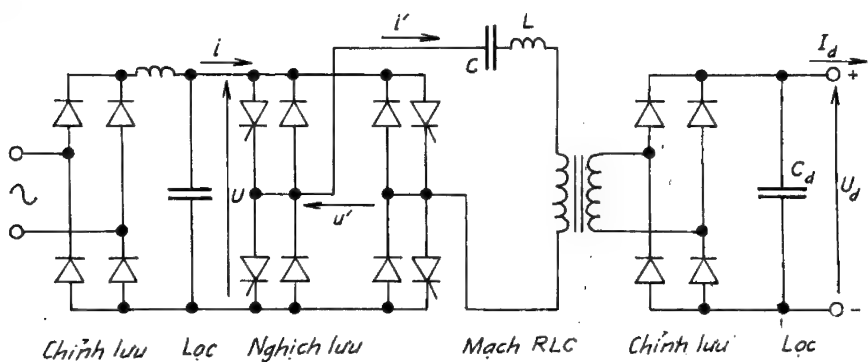
Nhìn từ đầu vào máy biến áp qua chỉnh lưu đầu ra tải, trên đầu ra tương đương với một điện trở tỷ lệ với U_d/I_d , do vậy bộ nghịch lưu tạo ra trên mạch cộng hưởng nối tiếp có điện trở biến thiên.

Để thay đổi giá trị U_d hoặc duy trì U_d không đổi, ta thay đổi tần số của bộ nghịch lưu mặc dù I_d có thay đổi. Người ta sử dụng chế độ hoạt động với ω/β lớn hơn 1 và các chuyển mạch là hai tiristo song song.

Nếu sơ đồ được cung cấp từ nguồn ba pha, đầu vào có đặt một cầu gồm 6 diôt. Để giảm số linh kiện ta có thể sử dụng bộ nghịch lưu nửa

cầu với phân áp điện dung đầu vào. Điện dung lọc đầu vào tạo nên từ hai điện dung bằng nhau mắc nối tiếp và tạo nên bộ phân áp. Ta cũng có thể sử dụng máy biến áp có thứ cấp điểm giữa và bộ chỉnh lưu đầu ra chỉ có hai điôt.

Sự hoạt động của nguồn này đặt ra các vấn đề ở công suất rất nhỏ. Nếu giả thiết máy biến áp lý tưởng, khi $I_d = 0$, $R = \infty$ và dòng i' hở mạch.



Hình 11.59. Nguồn một chiều cộng hưởng nối tiếp

11.11.3.2. Nguồn một chiều cộng hưởng nối tiếp— song song

Bộ nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp—song song là bộ nghịch lưu áp cung cấp cho mạch cộng hưởng nối tiếp, nhưng ở vị trí điện trở R mắc nối tiếp với L và C bây giờ mắc song song với C. Mạch này có các thông số cộng hưởng :

$$\beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ , } \alpha = \frac{1}{2RC} \text{ , } \zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{11.56}$$

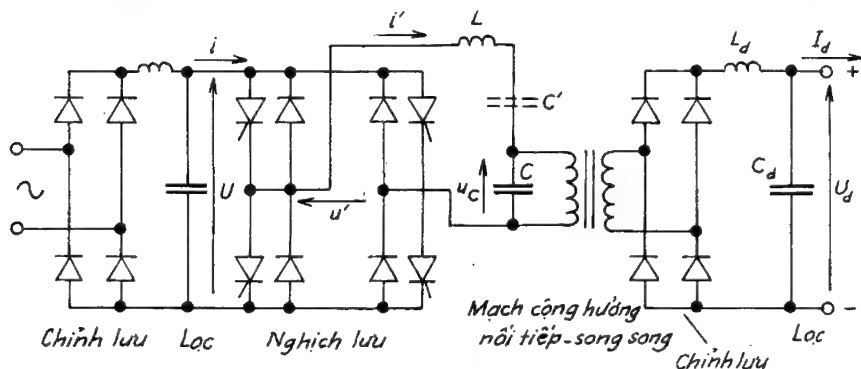
Nếu làm việc ở tần số ω/β_0 lớn hơn 1 với R bất kỳ, ta có thể sử dụng các khóa chuyển mạch chỉ mở có điều khiển.

Hình 11.60 trình bày sơ đồ bộ nguồn một chiều, máy biến áp được nối với cực của điện dung C, cung cấp điện áp u_C . Cần bổ sung thêm điện cảm L_d trước tụ lọc C_d ở đầu ra.

Nhận xét :

Nguồn một chiều cộng hưởng nối tiếp hoạt động như nguồn áp có U_d điều chỉnh dễ dàng bằng cách điều chỉnh ω/β_0 với các giá trị I_d lớn.

Trong nguồn này thực hiện "cộng hưởng kép", người ta thực hiện sự thỏa hiệp, ví dụ giữa máy biến áp và một phần điện dung của mạch cộng hưởng và bổ sung thêm một điện dung C' (vẽ nét đứt) trên sơ đồ ở hình 11.60.



Hình 11.60. Nguồn một chiều cộng hưởng nối tiếp-song song

11.12. BỘ NGHỊCH LƯU CHUYỂN MẠCH CỘNG HƯỞNG VÀ CHUYỂN MẠCH MỀM

11.12.1. ĐẠI CƯƠNG

Song song với việc cải thiện đặc tính của các linh kiện điện tử công suất, việc tạo nên các chiến lược điều khiển mới đóng vai trò rất quan trọng. Từ năm 1970 điều biến độ rộng xung PWM đã đưa vào chế độ chuyển mạch. Việc đóng-cắt dòng điện tải xảy ra với thời gian đóng và cắt trong điều khiển chuyển mạch nặng nề. Điều kiện chuyển mạch nặng nề gây nên các ứng suất, cụ thể là tốc độ biến thiên điện áp và dòng điện du/dt và di/dt , các tổn hao công suất chuyển mạch lớn.

Hình 11.61 biểu diễn quỹ đạo chuyển mạch. Trong vùng làm việc an toàn khi chuyển từ chế độ đóng (ON) sang chế độ cắt (OFF), chuyển mạch cũng được biểu diễn bằng nét đứt, khi đó trong quá trình chuyển mạch dòng

(hoặc áp) gần như không đổi. Nhờ mạch R-C hoặc R-L, quá trình chuyển mạch bớt cứng hơn và được biểu diễn bằng đường nét liền.

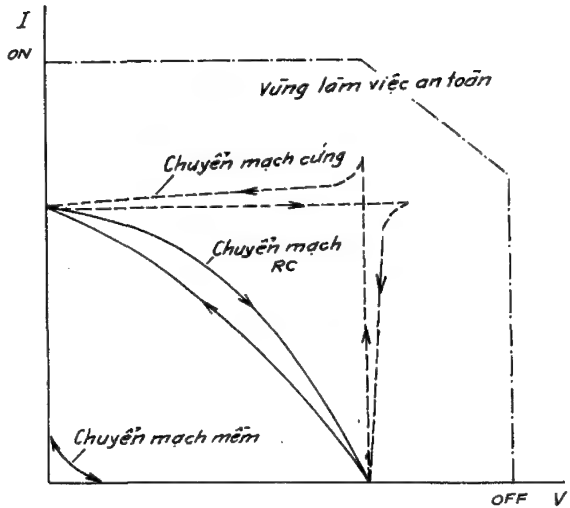
Từ năm 1980 người ta đã bắt đầu sử dụng các bộ nghịch lưu cộng hưởng. Ý tưởng đưa vào mạch vòng cộng hưởng tạo nên dao động hình sin có dạng sóng điện áp hoặc dòng điện sao cho tạo

nên điều kiện chuyển mạch điện áp qua không ZVS (Zero Voltage Switching) hoặc điều kiện chuyển mạch dòng điện qua không ZCS (Zero Current Switching). Nhờ vậy tổn hao chuyển mạch giảm, tần số chuyển mạch tăng, có thể đạt tới 100 đến 500 kHz.

Từ năm 1990 người ta tiếp tục cải tiến kỹ thuật chuyển mạch. Chuyển mạch mềm phối hợp các ưu điểm của PWM và cộng hưởng do đó dạng sóng chuyển mạch gần lý tưởng. Trên hình 11.62 dạng sóng chuyển mạch mềm sẽ không xuất hiện hiện tượng quá độ dao động mà tạo nên các điều kiện ZVS và ZCS. Tần số chuyển mạch từ 500 kHz đến vài MHz. Chuyển mạch mềm cũng triệt tiêu ảnh hưởng của nhiễu điện từ.

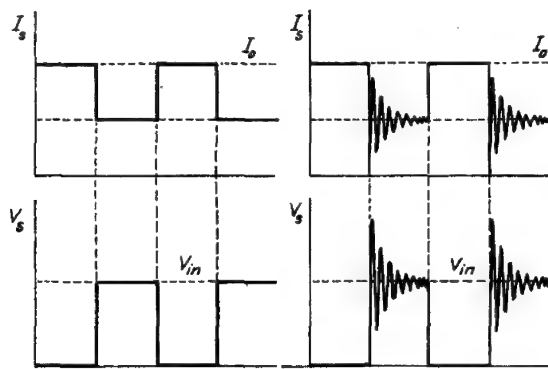
11.12.2. CHUYỂN MẠCH CỘNG HƯỞNG

Tiristo được sử dụng rất phổ biến trong các bộ biến đổi. Mỗi tiristo đòi hỏi mạch chuyển mạch riêng, thường bao gồm mạch cộng hưởng LC để cưỡng bức dòng điện về không trong quá trình khóa. Hiện nay GTO và IGBT có khả năng chuyển mạch với chất lượng tốt đang được thay thế cho các tiristo. Tuy nhiên việc sử dụng các mạch cộng hưởng đạt tới



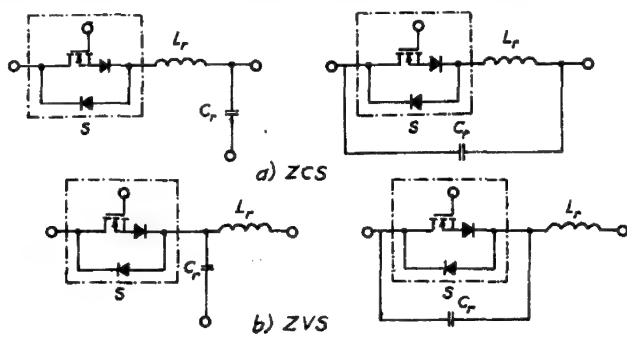
Hình 11.61. Quỹ đạo chuyển mạch

ZCS (Zero Current–Switching) chuyển mạch dòng điện bằng không và ZVS (Zero Voltage Switching) chuyển mạch điện áp bằng không là công nghệ mới trong bộ biến tần công suất. Mạch cộng hưởng gồm có khóa chuyển mạch bán dẫn S và phần tử cộng hưởng L_r , C_r . Khóa chuyển mạch S có thể là một chiều hoặc hai chiều, nó xác định chế độ hoạt động của mạch cộng hưởng. Sơ đồ khóa cộng hưởng ZCS và ZVS được cho trên hình 11.63.



Hình 11.62. Dạng sóng chuyển mạch lý tưởng (a) và chuyển mạch thực tế (b)

Trong khóa cộng hưởng ZCS, điện cảm L_r được mắc nối tiếp với khóa để tạo nên khóa chuyển mạch dòng điện bằng không. Nếu S là khóa chuyển mạch một chiều, dòng điện chuyển mạch cho phép cộng hưởng ở nửa chu kỳ dương. Nếu có diốt nối song song ngược với khóa chuyển mạch một chiều, dòng điện chuyển mạch có thể chạy trong cả hai chiều.



Hình 11.63. Chuyển mạch cộng hưởng

11.12.3. BỘ NGHỊCH LƯU GẮN CỘNG HƯỞNG

Bộ nghịch lưu gắn cộng hưởng QRC (Quasi-Resonant Converter) được xem như nối xâu chuỗi bộ biến tần cộng hưởng và PWM. Nguyên lý cơ bản là thay thế khóa chuyển mạch công suất PWM bằng khóa cộng hưởng. Dạng sóng dòng điện hoặc điện áp bị cưỡng bức dao động gần hình sin sao cho đạt được ZCS và (hoặc) ZVS. Cả ZCS-QRC và ZVS-QRC có chế độ hoạt động nửa sóng và toàn sóng.

a) ZCS-QRC

Bộ nghịch lưu gắn cộng hưởng chuyển mạch dòng điện bằng không ZCS-QRC hoạt động ở chế độ nửa sóng được cho trên hình 11.64a, trong đó người ta thay thế khóa chuyển mạch công suất trong bộ nghịch lưu PWM bằng ZCS trên hình 11.63a. Dạng sóng ở chế độ xác lập được cho trên hình 11.64b. Điện cảm lọc đầu ra L_r đủ lớn để dòng điện gần như không đổi. Đầu tiên khi đóng mạch, dòng điện ra I_0 qua diốt thoát D_f . Điện áp V_{cr} của tụ cộng hưởng bằng không. Ở thời điểm t_0 chuyển mạch đóng vào với chuyển mạch dòng bằng không ZCS. Dòng điện gần hình sin I_s qua L_r và C_r bộ lọc đầu ra và tải. Sau đó khóa chuyển mạch S nhẹ nhàng chuyển mạch tại t_1 cùng với dòng điện bằng không. Trong khi và sau khi cấp xung vào cực điều khiển, điện áp trên tụ điện cộng hưởng V_{cr} tăng lên rồi suy giảm với tốc độ phụ thuộc vào dòng điện ra. Điều chỉnh điện áp ra bằng cách khống chế tần số chuyển mạch. Sự hoạt động và đặc tính của bộ nghịch lưu phụ thuộc chủ yếu vào mạch cộng hưởng L_r - C_r . Ta có thể xác định các thông số sau đây :

Tỷ số biến đổi :

$$M = \frac{V_0}{V_i} \quad (11.57)$$

Tổng trở đặc tính :

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (11.58)$$

Tần số cộng hưởng :

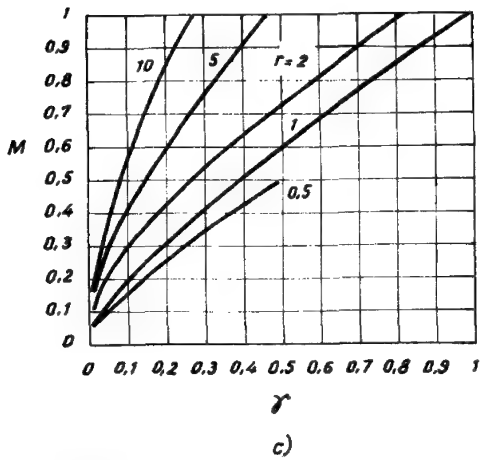
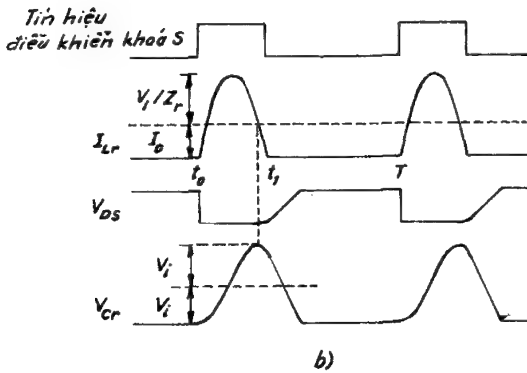
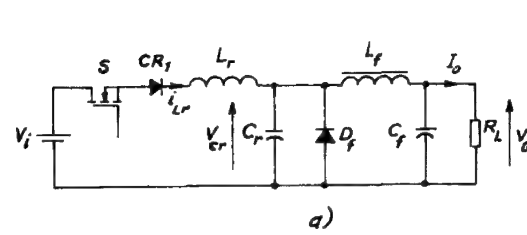
$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (11.59)$$

Điện trở tải chuẩn hóa :

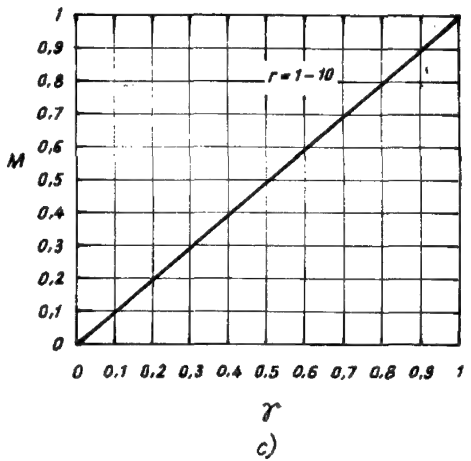
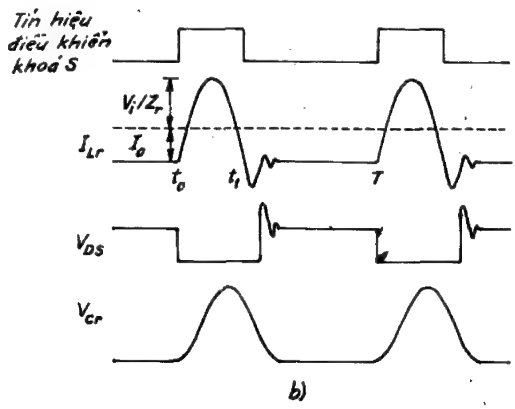
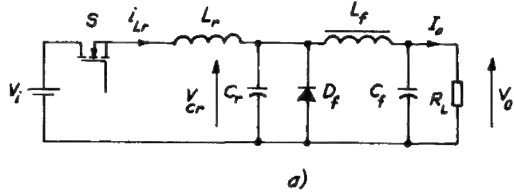
$$r = \frac{R_L}{Z_r}$$

Tần số chuyển mạch chuẩn hóa :

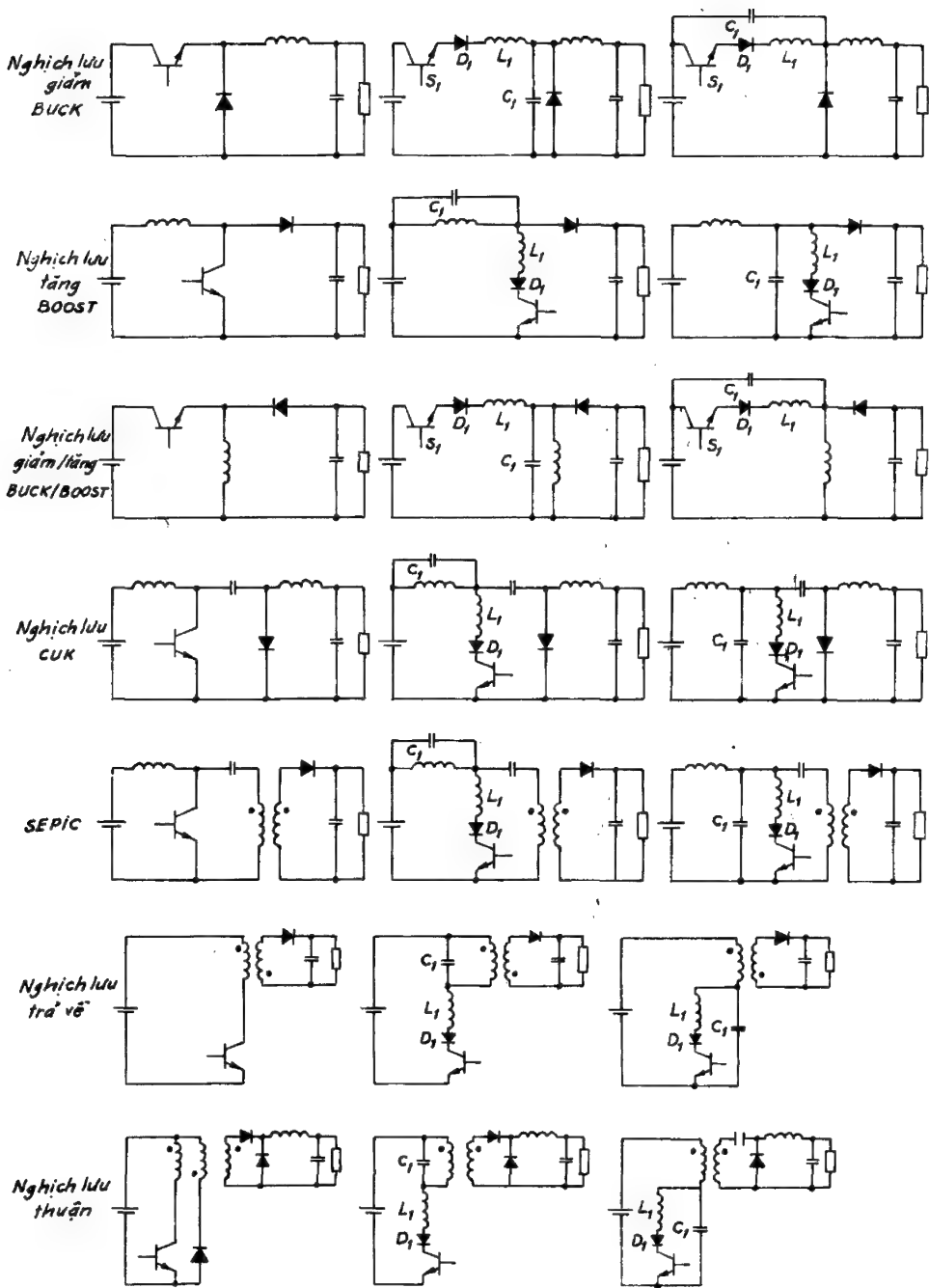
$$\gamma = \frac{f_s}{f_r}$$



Hình 11.64. ZCS-QRC chế độ nửa sóng



Hình 11.65. ZCS-QRC chế độ toàn sóng



Hình 11.66. Họ các bộ nghịch lưu gần cộng hưởng với ZCS

Ta có thể thấy dạng sóng I_s sẽ không trở về không một cách tự nhiên nếu $I_0 > V_i/Z_r$, và khóa chuyển mạch phải cưỡng bức và do đó tạo nên tổn hao chuyển mạch. Hình 11.64c cho quan hệ tần số chuyển mạch γ và M với giá trị tải r khác nhau. Ta nhận thấy tỷ số biến đổi điện áp phụ thuộc nhiều vào biến thiên phụ tải. Ở điều kiện tải bé, năng lượng không sử dụng tích lũy trong C_r làm tăng điện áp ra. Như vậy để điều chỉnh điện áp ra phải điều chỉnh tần số chuyển mạch.

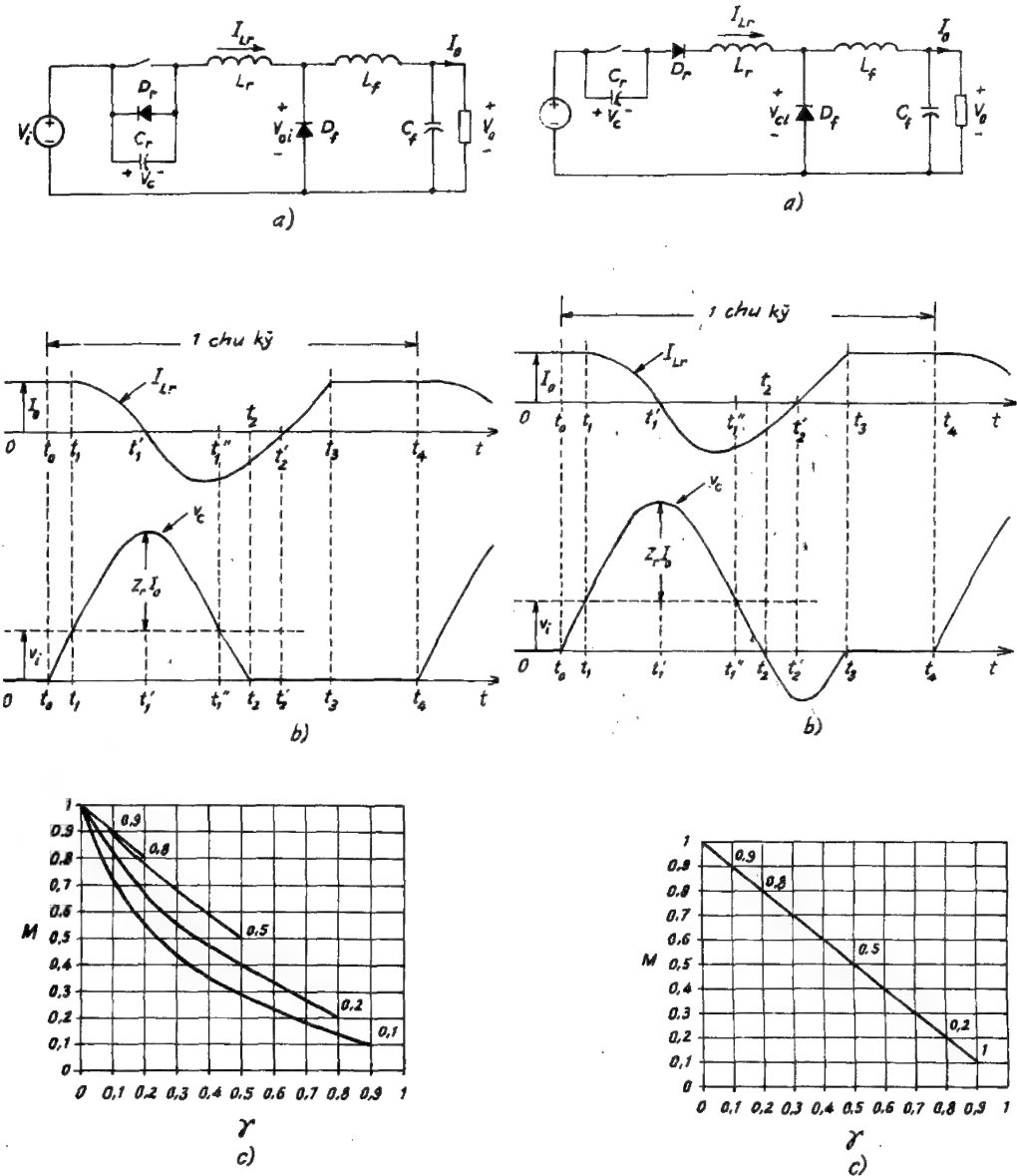
Nếu nối diốt song song ngược qua khóa chuyển mạch, bộ nghịch lưu sẽ làm việc ở chế độ toàn sóng với dạng sóng ở chế độ xác lập cho trên hình 11.65b. Sự hoạt động của sơ đồ tương tự ở chế độ nửa sóng. Tuy nhiên dòng điện điện cảm cho phép đảo chiều qua diốt song song ngược và thời gian gần cộng hưởng được kéo dài. Điều này cho phép năng lượng thừa trong mạch cộng hưởng khi phụ tải nhỏ được chuyển ngược về nguồn áp, và cũng có nghĩa là làm giảm sự phụ thuộc của V_0 vào công suất tải. Quan hệ giữa M và γ với các giá trị r khác nhau được cho trên hình 11.65c. Ta nhận thấy M ít phụ thuộc vào biến thiên phụ tải.

Bằng cách thay khóa chuyển mạch M bằng họ QRC với ZCS, ta được các sơ đồ bộ nghịch lưu gần cộng hưởng trên như hình 11.66.

b) ZVS-QRC

Trong bộ nghịch lưu gần cộng hưởng chuyển mạch điện áp bằng không, tụ điện cộng hưởng tạo nên điều kiện điện áp bằng không để đóng và cắt khóa chuyển mạch. Sơ đồ bộ nghịch lưu gần cộng hưởng buck làm việc ở chế độ nửa sóng được cho trên hình 11.67a có sử dụng mạch cộng hưởng ZV trên hình 11.63b. Dạng sóng ở chế độ xác lập cho trên hình 11.67b. Các quan hệ cơ bản của ZVS-QRC được cho trong các phương trình của ZCS-QRC (mục 11.3.3). Khi khóa S đóng tạo nên dòng điện ra I_0 . Nguồn cấp phân cực ngược diốt D_f . Khi khóa cắt với ZV, dòng điện ra bắt đầu chạy qua tụ điện cộng hưởng C_r . Khi điện áp cộng hưởng của tụ điện V_{cr} bằng V_i thì D_f dẫn và bắt đầu tăng cộng hưởng. Khi $V_{cr} = 0$, diốt song song ngược dẫn. Tụ điện cộng hưởng bị ngắn mạch và nguồn áp đặt vào điện cảm cộng hưởng L_r . Dòng điện điện cảm I_{cr} tăng tuyến tính cho đến khi đạt tới I_0 thì D_f ngắt. Để đạt tới ZVS, khóa S phải chuyển trạng thái trong thời gian này, khi mà diốt song song ngược còn dẫn. Ta nhận thấy dạng

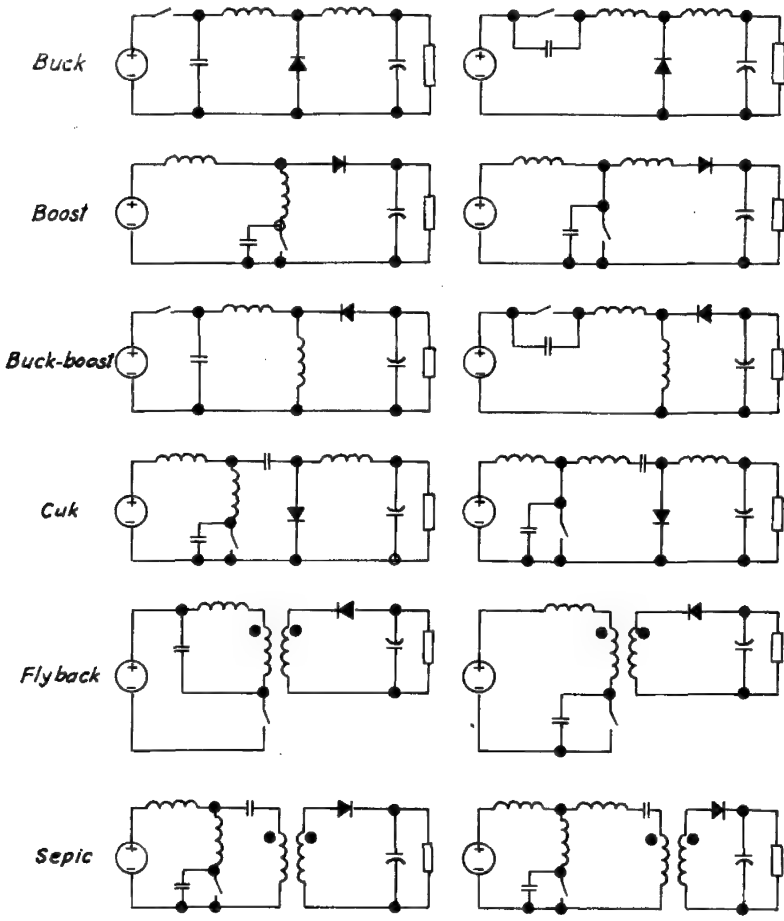
sóng có đỉnh của điện áp tụ điện cộng hưởng lớn hơn hoặc bằng điện áp vào, nghĩa là $I_0 Z_r > V_{in}$. Hình 11.67c cho thấy tỷ số biến đổi điện áp nhảy với tải. Đối với các tải r khác nhau, để điều chỉnh điện áp ra tần số chuyển mạch phải thay đổi một cách tương ứng.



Hình 11.67. Bộ nghịch lưu buck ZVS-QRC nửa sóng

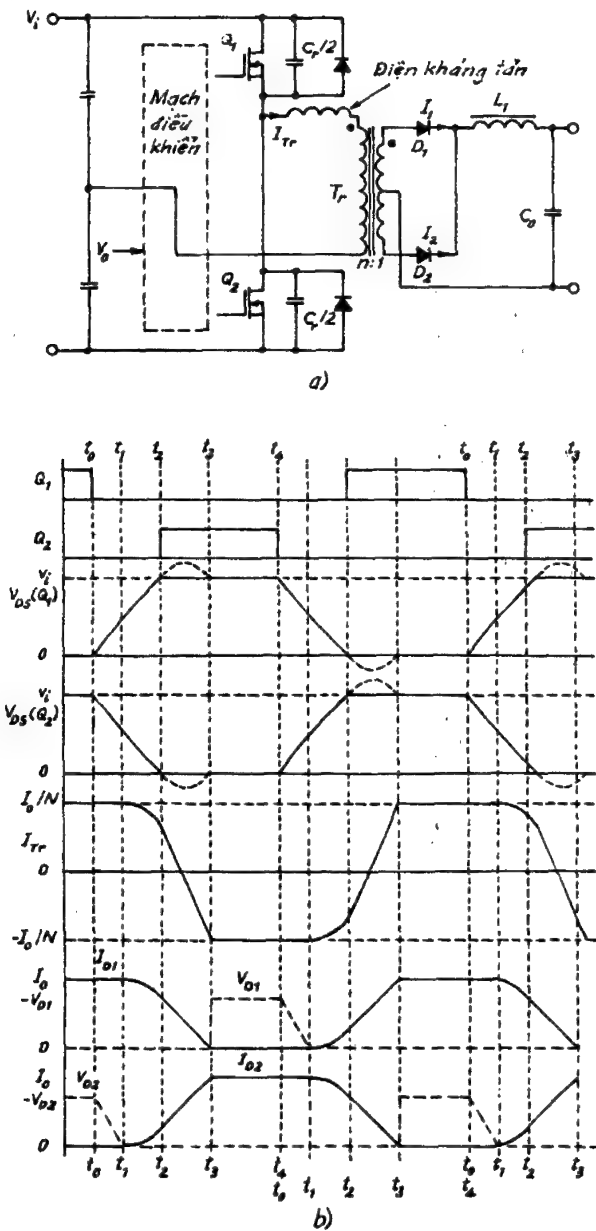
Hình 11.68. Bộ nghịch lưu buck ZVS-QRC toàn sóng

Bộ nghịch lưu chuyển mạch điện áp bằng không có thể làm việc ở chế độ toàn sóng, sơ đồ mạch này được cho trên hình 11.68a, dạng sóng ở chế độ xác lập cho trên hình 11.68b. Sự hoạt động tương tự như ở chế độ nửa sóng trừ V_{cr} có thể thay đổi giữa các điện áp âm và điện áp dương. Quan hệ giữa M và γ với các tải r khác nhau được cho trên hình 11.68c. So sánh hình 11.67c với 11.68c, ta nhận thấy M không nhảy với tải ở chế độ toàn sóng, đó là một ưu điểm quan trọng. Tuy nhiên vì nối tiếp diốt hạn chế chiều của dòng điện chuyển mạch, năng lượng sẽ được tích lũy trong tụ điện ra và sẽ được tiêu tán trong khóa khi đóng. Vì lý do này chế độ toàn sóng có vấn đề tổn hao và hạn chế sử dụng ở tần số cao. Trong thực tế ZVS-QRC thường làm việc ở chế độ nửa sóng nhiều hơn so với ở chế độ toàn sóng.



Hình 11.69. Họ bộ nghịch lưu gần cộng hưởng với ZVS

Bằng cách thay thế chuyển mạch cộng hưởng điện áp không ZVS cho bộ nghịch lưu thông thường, ta có các ZVS-QRC khác nhau và được cho trên hình 11.69.

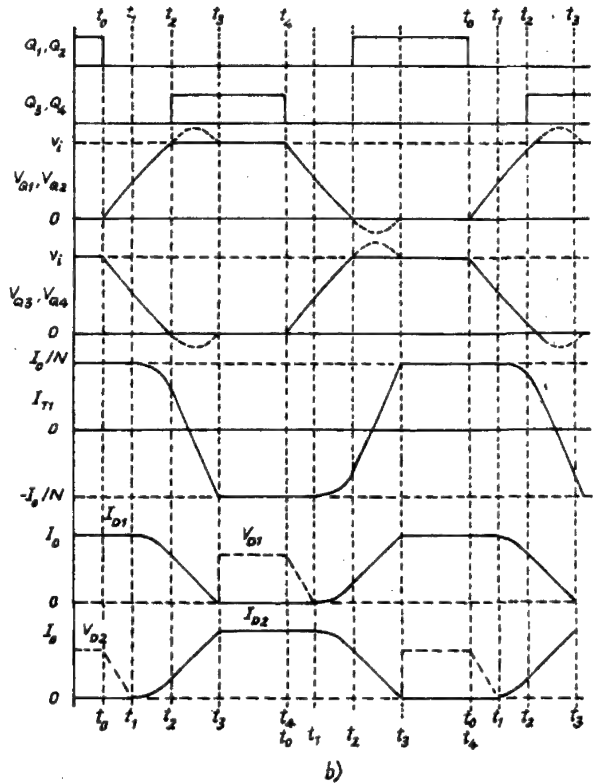
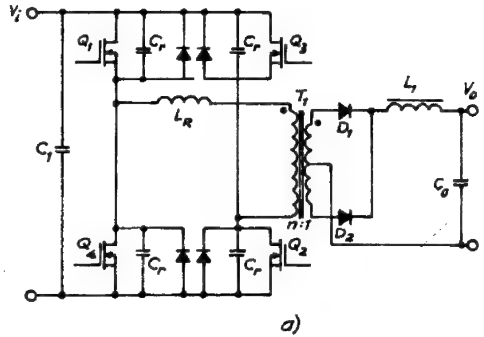


Hình 11.70. Bộ nghịch lưu nửa cầu ZVS
 a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

c) So sánh ZCS và ZVS

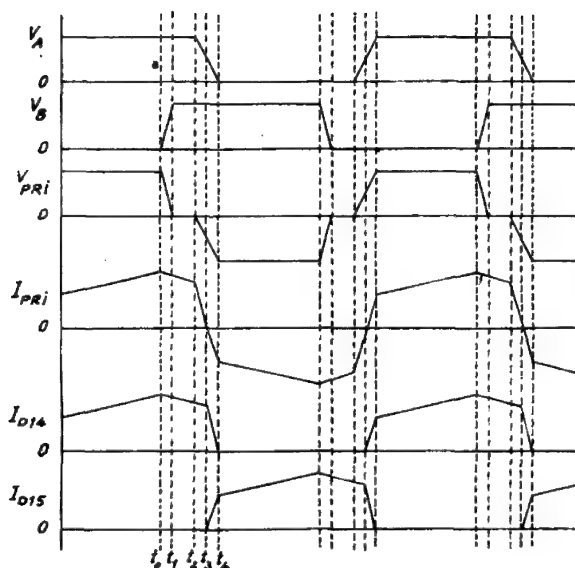
ZCS có thể triệt tiêu tổn hao chuyển mạch khi cắt và giảm tổn hao chuyển mạch khi đóng. Với tụ điện tương đối lớn được nối với diốt ra, trong quá trình cộng hưởng bộ nghịch lưu trở nên không nhạy với điện dung của diốt. Khi MOSFET công suất chuyển mạch với dòng điện bằng không, năng lượng tích lũy trong điện dung của linh kiện sẽ bị tiêu tán. Tổn hao chuyển mạch tỷ lệ với tần số. Trong khi đóng, tốc độ biến thiên điện áp có thể liên kết với mạch cấp xung qua tụ điện Miller làm tăng công suất và nhiễu chuyển mạch. Một hạn chế khác là với dòng điện lớn tạo nên tổn hao dẫn cao hơn. Tuy nhiên cần nhận thấy rằng, ZCS làm giảm đáng kể tổn hao chuyển mạch của thiết bị công suất (như IGBT).

ZVS triệt tiêu tổn hao dẫn, nó thích hợp với làm việc ở tần số cao. Với cả ZCS và ZVS có thể điều chỉnh công suất của bộ chỉnh lưu cộng hưởng bằng cách điều chỉnh tần số.

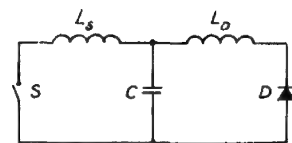


Hình 11.71. Bộ nghịch lưu cầu ZVS

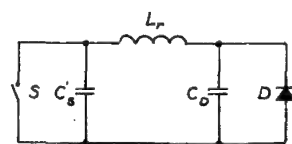
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng



Hình 11.72. Dạng sóng của mạch dịch pha bộ nghịch lưu ZVT



a)



b)

Hình 11.73. Khóa cộng hưởng bội
a) ZC-MR ; b) ZV-MR

11.12.4. ỨNG DỤNG CHUYỂN MẠCH ĐIỆN ÁP BẰNG KHÔNG TRONG CAO TẦN

Do mạch cộng hưởng và ZCS, dòng điện chuyển mạch đỉnh trong bộ nghịch lưu cộng hưởng lớn hơn nhiều so với dạng sóng chữ nhật. Ngoài ra điện áp cao có thể làm cho khóa ở trạng thái mở. Khi khóa đóng trở lại, năng lượng tích lũy trong tụ điện đầu ra sẽ phóng qua khóa gây nên tổn hao công suất đáng kể ở tần số và điện áp cao. Việc sử dụng ZVC sẽ giảm được tổn hao này. Trong khoảng thời gian cất, mạch cộng hưởng tạo nên điện áp qua khóa từ không đến giá trị đỉnh rồi sau đó lại trở về không. Ở thời điểm điện áp bằng không khóa được hoạt động trở lại.

a) ZVS với điện áp chốt

Có thể tránh được vấn đề ứng suất cao áp trong khóa chuyển mạch bằng ZVS trong các sơ đồ cầu và nửa cầu. Điện áp đỉnh chuyển mạch có thể bị chốt bằng điện áp một chiều cung cấp, do đó giảm được ứng suất về điện áp. Ngoài ra điện kháng tản của máy biến áp và mạch điện cảm có thể tạo nên đường cộng hưởng. Hình 11.70 và 11.71 cho mạch ZVS nửa cầu và hình

cầu cùng với dạng sóng tương ứng. Tự điện cộng hưởng tương đương với nối song song ($C_r/2$) hai tụ điện qua các khóa chuyển mạch. Điện áp khóa của khóa chuyển mạch không vượt quá điện áp vào trong quá trình cộng hưởng, bởi vì nó bị chốt tới điện áp nguồn do diốt nối song song ngược với khóa chuyển mạch.

b) Bộ nghịch lưu dịch pha với điện áp chuyển qua không ZVT
(Zero Voltage Transition)

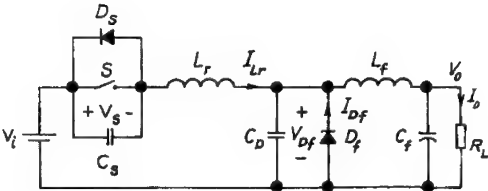
Trong cầu nghịch lưu hai đôi khóa chuyển mạch theo đường chéo được điều khiển luân phiên. Máy biến áp ra có điện áp hình chữ nhật. Bằng cách đưa vào mạch dịch pha giữa các tín hiệu điều khiển có thể khắc phục được sự trễ, dạng sóng cho trên hình 11.72. Hai khóa phía trên (hoặc dưới) có thể dẫn ngay cả khi điện áp đặt vào máy biến áp bằng không. Điều kiện điện áp bằng không xuất hiện trong khoảng $[t_1, t_2]$ của điện áp V_{pri} . Giai đoạn này tương ứng với thời gian cất cần thiết trong chu trình chuyển mạch. Khi muốn khóa cắt dòng điện sơ cấp máy biến áp chạy.

11.12.5. BỘ NGHỊCH LƯU CỘNG HƯỞNG BỘI MRC
(MULTI-RESONANCE CONVERTER)

Cả hai loại bộ nghịch lưu gần cộng hưởng ZCS và ZVS tối ưu hóa điều kiện chuyển mạch nhưng không hoạt động đồng thời. Quan niệm về cộng hưởng bội là sự mở rộng chuyển mạch cộng hưởng trong đó có : chuyển mạch cộng hưởng bội dòng điện bằng không ZC-MR (Zero Current Multiresonance) và chuyển mạch cộng hưởng bội điện áp bằng không (Zero Voltage Multi-resonance) với sơ đồ cho trên hình 11.73.

Mạch cộng hưởng bội gồm các linh kiện chính, kể cả điện dung ra, điện dung chuyển tiếp bán dẫn, điện kháng tản của máy biến áp trong mạch cộng hưởng.

Nói chung ở tần số cao, ZVS (chế độ nửa sóng) thuận lợi hơn ZCS ở



Hình 11.74. Sơ đồ ZVS-MRC

bộ băm DC–DC, bởi vì điện dung ký sinh của khóa và diôt sẽ tham gia vào mạch cộng hưởng. Ví dụ sơ đồ ZVS–MRC giảm áp được cho trên hình 11.74. Tùy theo tỷ số của điện dung cộng hưởng C_D/C_S , có thể có hai chế độ làm việc. Tỷ số này ảnh hưởng đến thời gian điện áp qua khóa và diôt đầu ra trở nên bằng không. Dạng sóng của nó được cho trên hình 11.75a, b. Nếu điện áp diôt V_D trở nên bằng không trước khi điện áp chuyển mạch V_S bộ nghịch lưu ở chế độ I , ngược lại ở chế độ II .

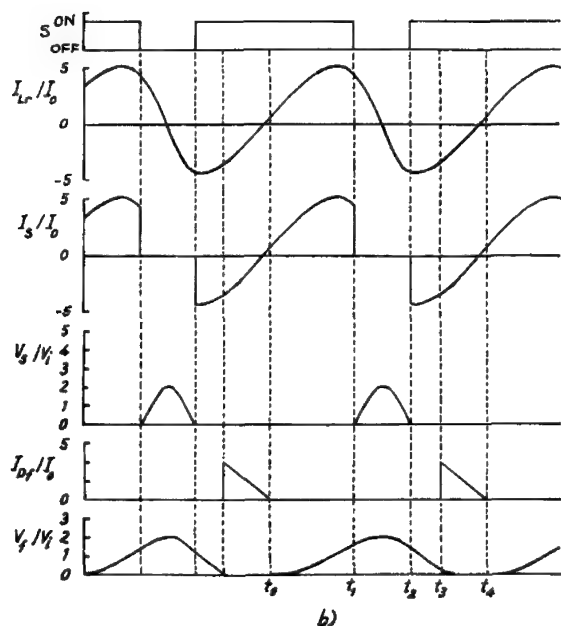
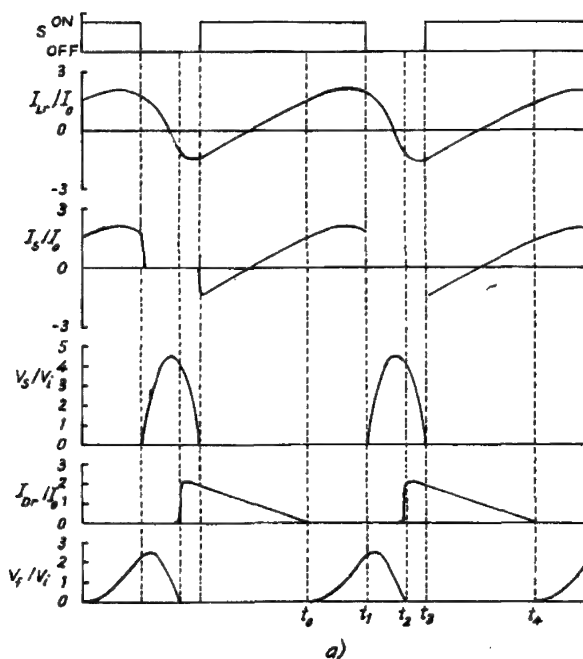
Thay cho việc chỉ có một tầng cộng hưởng, ở bộ nghịch lưu này có ba tầng. Đầu tiên ta mô tả chế độ I trên hình 11.75a.

Trước khi khóa S đóng, diôt đầu ra D_f đang dẫn và dòng điện điện cảm cộng hưởng I_{Lr} là âm, chạy qua diôt nối song song ngược với khóa. Sau đó khóa đóng lại với ZVS, dòng điện I_{Lr} tăng tuyến tính và D_f vẫn còn dẫn. Khi I_{Lr} đạt đến giá trị I_0 tầng cộng hưởng đầu tiên bắt đầu hoạt động. Mạch cộng hưởng được tạo nên bằng L_r , C_D qua diôt đầu vào. Tầng này kết thúc khi khóa chuyển mạch S mở với điện áp bằng không, sau đó đến lượt tầng thứ hai. Mạch cộng hưởng này gồm có L_r , C_D và tụ C_S . Tầng này kết thúc khi diôt đầu vào bị phân cực ngược. Sau đó đến lượt tầng cộng hưởng thứ ba gồm có L_r và C_S . Tầng này kết thúc và thực hiện một chu kỳ hoạt động khi diôt D_S bị phân cực ngược.

Sự khác nhau giữa chế độ I và II chỉ ở tầng thứ ba với mạch cộng hưởng gồm L_r và C_D . Tầng này kết thúc khi D_f bị phân cực ngược.

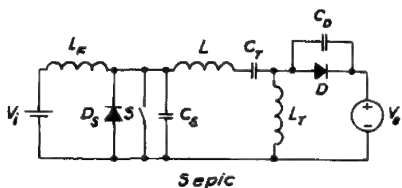
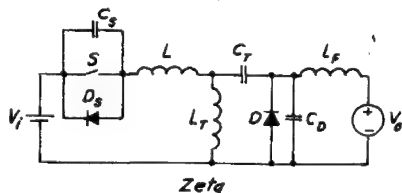
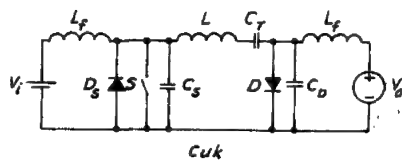
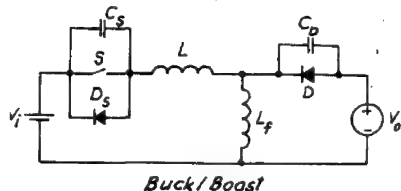
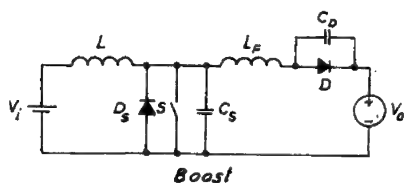
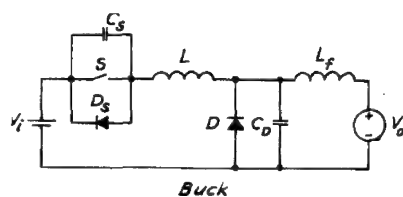
Họ các bộ nghịch lưu cộng hưởng bội MCR được cho trên hình 11.76.

Mặc dù sự biến thiên của tần số chuyển mạch dùng để điều chỉnh MRC nhỏ hơn so với QRC, vẫn cần có điều tần dải rộng. Từ đó không cần thiết kế tối ưu các linh kiện trong bộ lọc mà chỉ cần duy trì tần số chuyển mạch không đổi. Để MRC hoạt động với tần số chuyển mạch không đổi, diôt trên hình 11.74 được thay thế bằng khóa S_2 . Khóa cộng hưởng bội tần số không đổi được cho trên hình 11.77. Điện áp ra được điều chỉnh bằng cách điều chỉnh thời gian của hai khóa. Khái niệm này được minh họa bằng dạng sóng và các giai đoạn hoạt động trên hình 11.78. Cả hai khóa S_1 và S_2 đều đóng khi dòng điện chạy qua các diôt song song ngược của S_1 và S_2 . Tầng này kết thúc khi S_2 mở với điện áp bằng không. Sau đó tầng cộng hưởng đầu tiên bắt đầu khởi động.



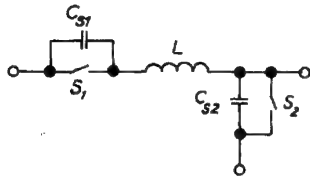
Hình 11.75. Các chế độ làm việc của ZVS-MRC.

a) Chế độ I ; b) Chế độ II

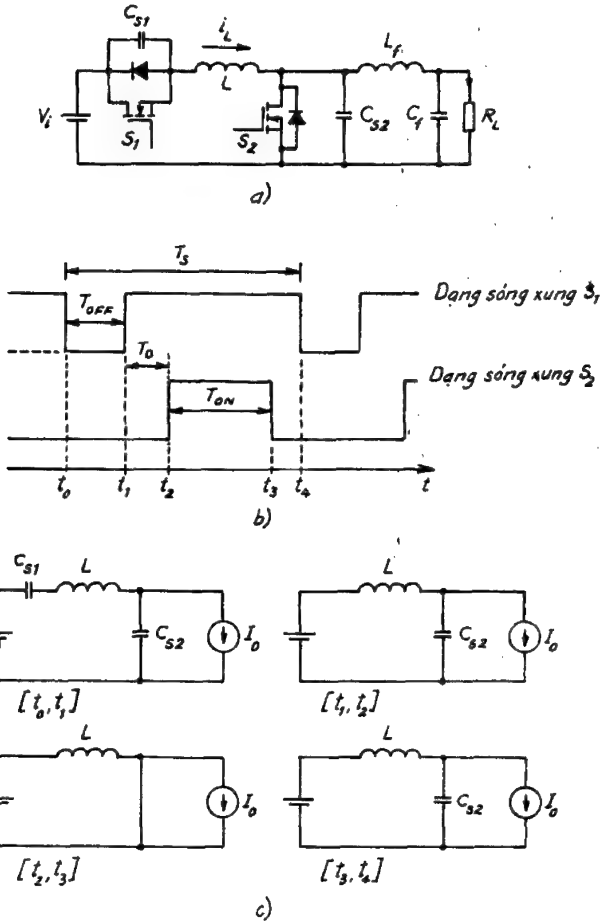


Hình 11.76. Sử dụng khóa công hưởng bội trong bộ nghịch lưu PWM truyền thống

Mạch cộng hưởng gồm có L_r và C_{S2} . Tầng cộng hưởng thứ hai bắt đầu, sau đó L_r cộng hưởng với C_{S1} và C_{S2} . Điện áp qua S_1 dao động tới không. Khi I_L trở thành âm, S_1 sẽ đóng với ZVS. Tiếp theo L_r cộng hưởng với C_{S2} . Khi dòng điện chạy qua D_{S2} , S_2 sẽ đóng. Vì điện áp ra là trung bình của điện áp qua S_2 , việc điều chỉnh điện áp ra được thực hiện bằng cách điều chỉnh

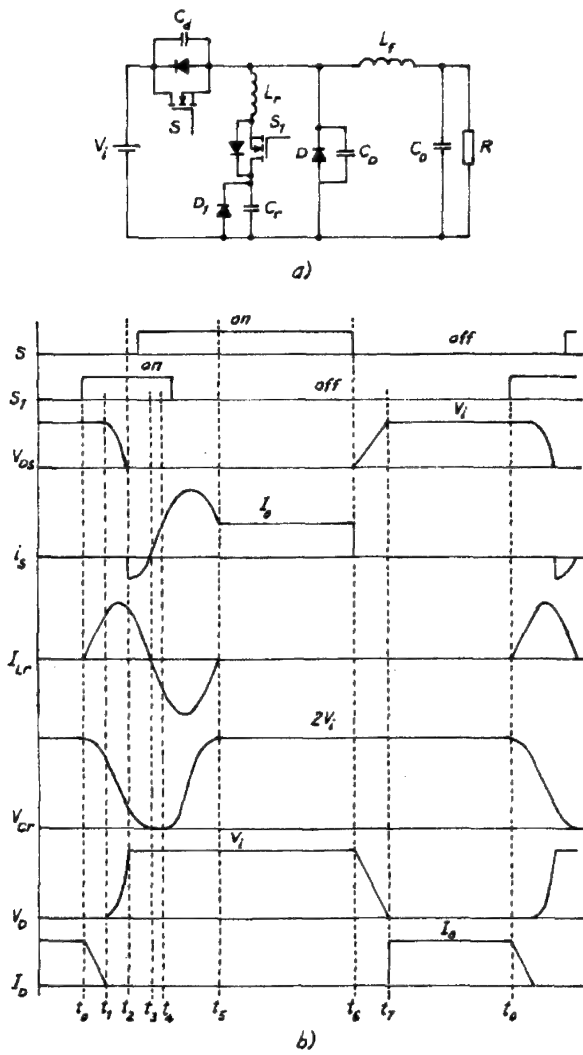


Hình 11.77. Khóa cộng hưởng bởi tần số không đổi



Hình 11.78. MRC tần số không đổi.
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng ; c) Các tầng hoạt động

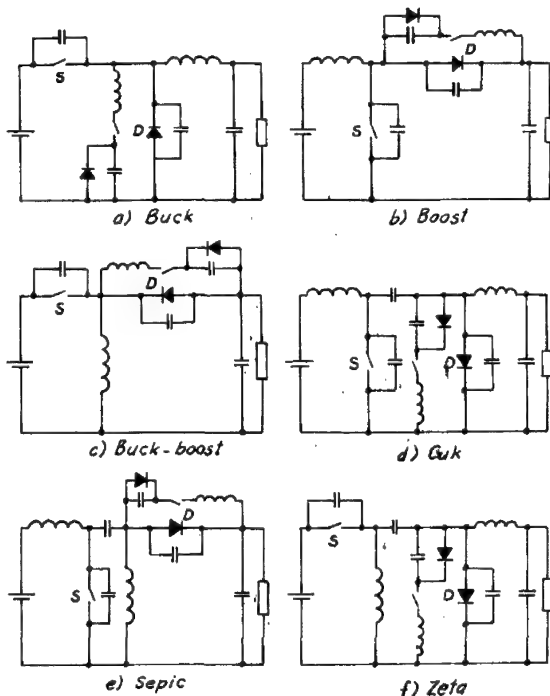
thời gian dẫn của S_2 . Tất cả khóa trong MCS hoạt động với ZVS làm giảm tổn hao và nhiễu chuyển mạch, và khử dao động do ảnh hưởng thông số của các linh kiện như điện dung chuyển tiếp của các diốt. Các khóa làm việc với ứng suất điện áp và dòng điện lớn làm tăng tổn hao dẫn.



Hình 11.79. ZVT-PWM
a) Sơ đồ ; b) Dạng sóng

11.12.6. BỘ NGHỊCH LƯU CHUYỂN MẠCH ĐIỆN ÁP BẰNG KHÔNG ZVT (ZERO VOLTAGE TRANSITION)

Bằng cách đưa mạch cộng hưởng song song với các khóa chuyển mạch bộ nghịch lưu, có thể đạt tới ZVS đối với cả khóa công suất và các diốt mà không làm tăng ứng suất điện áp và dòng điện của chúng. Hình 11.79a trình bày sơ đồ ZVT-PWM, còn dạng sóng của chúng được cho trên hình 11.79b. Bộ nghịch lưu gồm có khóa chuyển mạch chính S, khóa chuyển mạch mạch phụ S_1 . Khi xảy ra ZVT, dạng sóng dòng điện và điện áp gần hình chữ nhật, trừ khoảng thời gian đóng và mở. Khóa chuyển mạch mạch chính và diốt ra ở ZVT, do đó có ứng suất điện áp và dòng điện thấp. Khóa chuyển mạch phụ cũng ở ZVS, do đó tổn hao chuyển mạch thấp.



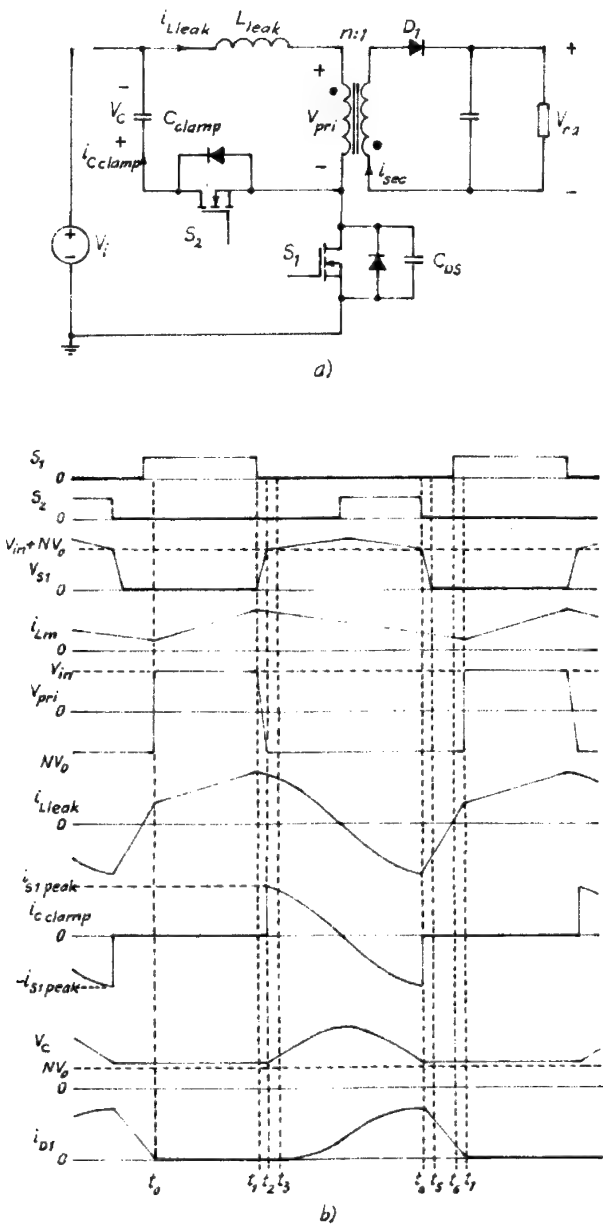
Hình 11.80. Một số mạch bộ nghịch lưu ZVT-PWM

Quan niệm về ZVT có thể được mở rộng cho các mạch PWM bằng cách bổ sung thêm mạch cộng hưởng. Một số mạch bộ nghịch lưu ZVT-PWM cơ sở được cho trên hình 11.80.

11.12.7. MẠCH CHỐT TÍCH CỰC KHÔNG TIÊU TÁN

Mạch chốt tích cực không tiêu tán có thể sử dụng năng lượng tích lũy trong điện kháng tán của máy biến áp và có thể giảm thiểu ứng

suất điện áp khi mở trong các bộ nghịch lưu cách ly. Mạch chốt tích cực tạo nên các phương tiện đạt ZVS của khóa chuyển mạch công suất và làm giảm tốc độ thay đổi dòng điện phục hồi ngược của diốt. Ví dụ bộ



Hình 11.81. Mạch chốt tích cực

ngịch lưu trở về có mạch chốt tích cực cho trên hình 11.81. Tác dụng chốt nhận được nhờ sử dụng phối hợp khóa S_2 và tụ điện điện dung lớn, sao cho điện áp qua khóa chuyển mạch chính S_1 bị chốt ở một giá trị cực tiểu, sau đó được đóng vào với ZVS. Tuy nhiên S_2 được cắt với dòng điện và điện áp giới hạn và có tổn hao chuyển mạch.

11.13. BỘ NGHỊCH LƯU CHUYỂN MẠCH MỀM

11.13.1. ĐẠI CƯƠNG

Kỹ thuật chuyển mạch mềm không chỉ làm giảm tổn hao trợ giúp chuyển mạch mà còn cho phép tăng tần số hoạt động và không cần các mạch trợ giúp chuyển mạch. Nó cũng làm giảm nhiễu điện từ có thể phát sinh.

Ứng dụng chuyển mạch mềm trong bộ nghịch lưu có thể được thực hiện trong bộ nghịch lưu gián tiếp qua khâu một chiều bao gồm :

- 1) Bộ nghịch lưu khâu một chiều cộng hưởng ;
- 2) Bộ nghịch lưu khâu một chiều cộng hưởng mạch chốt tích cực ;
- 3) Bộ nghịch lưu cộng hưởng với điện áp cực tiểu ;
- 4) Bộ nghịch lưu QRS ;
- 5) Bộ nghịch lưu khâu một chiều cộng hưởng song song ;
- 6) Bộ nghịch lưu cực cộng hưởng ;
- 7) Bộ nghịch lưu cực cộng hưởng phụ ;
- 8) Bộ nghịch lưu cực chuyển mạch cộng hưởng phụ.

Sau đây chúng ta sẽ nghiên cứu chi tiết một số bộ nghịch lưu chuyển mạch mềm.

11.13.2. BỘ NGHỊCH LƯU KHÂU MỘT CHIỀU CỘNG HƯỞNG (RESONANT DC LINK INVERTER)

Bộ nghịch lưu khâu một chiều cộng hưởng dùng cho biến đổi một chiều xoay chiều được đưa ra năm 1986. Thay cho việc sử dụng mạch một chiều thông thường, người ta thêm vào mạch cộng hưởng để khâu một chiều tạo

nên dao động cao tần. Về lý thuyết, mạch cộng hưởng tạo nên khoảng thời gian điện áp bằng không tại đó khóa chuyển mạch đóng, cắt dễ dàng. Biểu đồ điện áp pha và điện áp dây được cho trên hình 11.82. Vì chuyển mạch chỉ xảy ra khi điện áp bằng không nên đã bổ sung thêm vào chiến lược chuyển mạch điều biến mật độ xung tích phân IPDM (Integral Pulse Density Modulation).

Việc phân tích bộ nghịch lưu khâu một chiều cộng hưởng có thể được đơn giản hóa bằng cách coi hệ thống có điện cảm lớn.

Mạch tương đương của bộ nghịch lưu khâu một chiều cộng hưởng được cho trên hình 11.83. Sơ đồ chỉ tiết trên hình 11.84.

Dòng điện liên lạc một chiều I_x có thể thay đổi theo tải, nhưng có thể coi là hằng số trong khoảng thời gian ngắn. Nếu

khóa S đóng khi dòng điện điện cảm là I_{L0} , điện áp một chiều cộng hưởng có biểu thức :

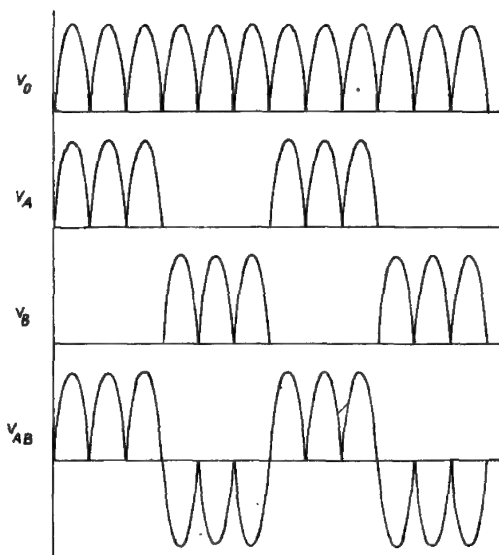
$$V_c(t) = V_S + e^{-\alpha t} [-V_S \cos(\omega t) + \omega L I_M \sin(\omega t)] \quad (11.60)$$

và dòng điện điện cảm :

$$i_L(t) \approx I_x + e^{-\alpha t} \left[I_M \cos(\omega t) + \frac{V_S}{\omega L} \sin(\omega t) \right] \quad (11.61)$$

trong đó :

$$\alpha = R/2L$$

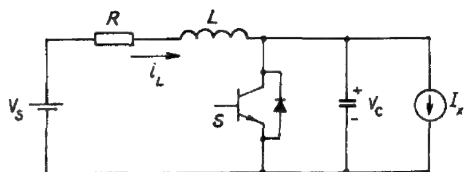


Hình 11.82. Điện áp một chiều V_o , điện áp pha V_A , V_B và điện áp dây V_{AB} của bộ nghịch lưu cộng hưởng

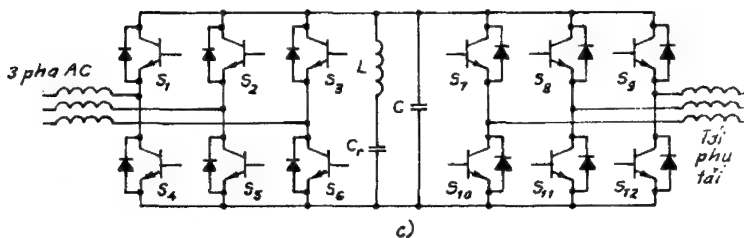
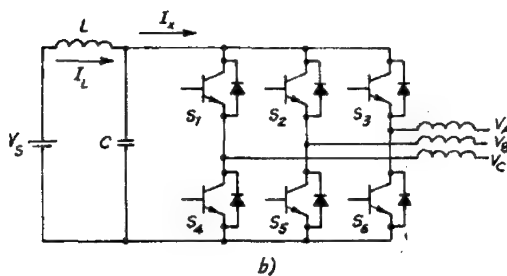
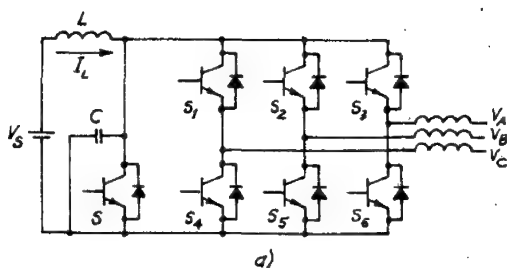
$$\omega_0 = (LC)^{-0,5}$$

$$\omega = (\omega_0^2 - \alpha^2)^{0,5}$$

$$I_M = I_{L0} - I_x$$



Hình 11.83. Sơ đồ tương đương bộ chỉnh lưu liên lạc một chiều cộng hưởng



Hình 11.84. Sơ đồ chi tiết nghịch lưu liên lạc một chiều cộng hưởng

Điện trở bản thân của cuộn kháng ảnh hưởng tới cộng hưởng vì nó tiêu tán một phần năng lượng. Trong thực tế ($i_L - I_x$) được hiển thị khi S đang

dẫn. Ngoài ra S có thể được đóng khi $(i_L - I_x)$ bằng giá trị mong muốn, với mục tiêu đảm bảo cho điện áp liên lạc một chiều được cộng hưởng tới mức điện áp bằng không ở chu kỳ tiếp theo.

Bộ nghịch lưu liên lạc một chiều cộng hưởng có các ưu điểm sau đây :

- Giảm tổn hao chuyển mạch ;
- Không cần mạch trợ giúp ;
- Có khả năng làm việc ở tần số cao trên 18 kHz, giảm tạp âm;
- Giảm yêu cầu tản nhiệt, tăng hiệu suất.

Tuy nhiên cũng có một vài hạn chế :

- Định điện áp liên lạc một chiều cao hơn, do đó phải sử dụng linh kiện có thông số điện áp định mức cao hơn.
- Mặc dù có thể sử dụng điện áp chốt để giảm đỉnh điện áp liên lạc một chiều, nhưng vẫn còn cao hơn điện áp thông thường và mạch chốt điện áp làm cho việc điều khiển phức tạp hơn.

11.13.3. BỘ NGHỊCH LƯU LIÊN LẠC MỘT CHIỀU CỘNG HƯỞNG MẠCH CHỐT TÍCH CỰC

Để giải quyết yêu cầu điện áp cao trong bộ nghịch lưu lạc một chiều cộng hưởng, cần sử dụng kỹ thuật chốt điện áp. Điện áp chốt có thể giảm điện áp đỉnh tương đối từ 2 xuống $1,3 \div 1,5$. Với tần số làm việc từ 60 đến 100 kHz, hiệu suất 97% đối với hệ thống truyền động 50 kVA. Sơ đồ cho trên hình 11.85.

Chu kỳ tối thiểu của liên lạc một chiều :

$$T_L = \frac{1}{f_L} = 2\sqrt{L_r C_r} \left(\cos^{-1}(1 - k) + \frac{\sqrt{k(2 - k)}}{k - 1} \right) \quad (11.62)$$

trong đó f_L - tần số cực đại ; k - tỷ số điện áp chốt, thông thường $k = 1,3 \div 1,4$.

Tốc độ tăng dòng điện :

$$\frac{di}{dt} = \frac{(k - 1) V_S}{L_r} \quad (11.63)$$

Bộ nghịch lưu liên lạc một chiều cộng hưởng điện áp thấp ngoài các ưu điểm của bộ nghịch lưu liên lạc một chiều cộng hưởng còn bổ sung thêm các ưu điểm sau đây :

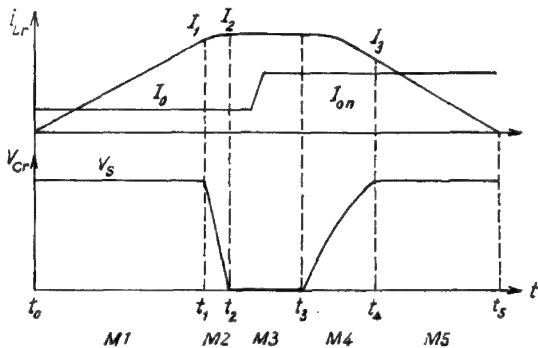
- Không làm tăng điện áp liên lạc một chiều so với bộ nghịch lưu liên lạc một chiều thông thường, nghĩa là bằng 1 (đơn vị tương đối).
- Có thể tạo điều kiện điện áp bằng không ở bất kỳ thời điểm nào. ZVS không bị hạn chế ở chu kỳ điện áp bằng không như ở bộ nghịch lưu liên lạc một chiều cộng hưởng.
- Có thể sử dụng kỹ thuật PWM.
- Có thể sử dụng linh kiện điện tử công suất điện áp định mức tiêu chuẩn. Biểu đồ thời gian gồm có 6 chế độ làm việc (từ a đến f) như ở hình 11.87 và hình 11.88.

1. Chế độ bình thường : Là chế độ nghịch lưu PWM tiêu chuẩn. Dòng điện điện cảm $i_{Lr}(t)$ và điện áp cộng hưởng $v_{Cr}(t)$ cho bởi :

$$i_{Lr}(t) = 0$$

$$v_{Cr}(t) = V_s$$

V_s là điện áp liên lạc một chiều định mức.

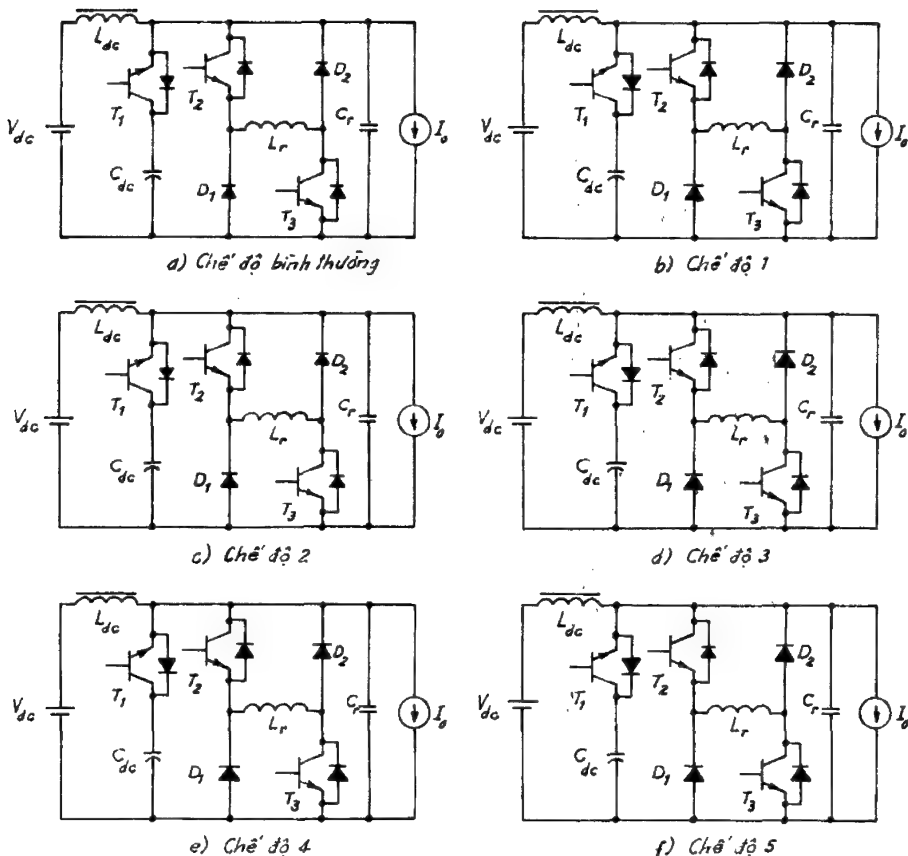


Hình 11.87. Chế độ làm việc của bộ nghịch lưu cộng hưởng dv/dt thấp

2. Chế độ 1 (chế độ khởi đầu) $t_0 - t_1$

Ở t_0 , chế độ 1 bắt đầu với chuyển mạch T_1 và T_3 đóng với dòng điện bằng không. Sau đó $i_{Lr}(t)$ tăng tuyến tính với di/dt của V_s/L_r . Nếu $i_{Lr}(t)$ bằng dòng điện khởi đầu I_i , T_1 được cắt với điện áp bằng không. Nếu $(I_s - T_0) < I_i$, sự khởi đầu kết thúc khi $i_{Lr}(t) = I_i$, trong đó I_s là dòng điện qua điện cảm L_{dc} . Nếu $(I_s - I_0) > I_i$ thì chế độ này tiếp tục đến $i_{Lr}(t) = (I_s - I_0)$. Các phương trình trong khoảng này là :

$$\left. \begin{aligned} i_{L_r}(t) &= \frac{V_s}{L_2} t \\ v_{C_r}(t) &= V_s \\ i_{L_r}(t_1) &= \frac{V_s}{L_r} t_1 = I_i \end{aligned} \right\} \quad (11.65)$$



Hình 11.88. Các chế độ làm việc của bộ nghịch lưu liên lạc một chiều công hưởng với điện áp cực tiểu

3. Chế độ 2 (chế độ công hưởng) $t_1 - t_2$

Sau khi T_1 cắt trong điều kiện ZVS, sự cộng hưởng giữa L_r và C_r xảy ra. $V_{C_r}(t)$ giảm từ V_s đến 0. Ở t_2 , $i_{L_r}(t)$ đạt tới giá trị đỉnh trong khoảng này. Các phương trình điện áp và dòng điện là :

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr}(t) &= \frac{V_s}{Z_r} \sin(\omega_r t) + [I_1 + (I_0 - I_s)] \cos(\omega_r t) - (I_0 - I_s) \\ V_{cr}(t) &= -V_s \cos(\omega_r t) - [I_1 + (I_0 - I_s)] Z_r \sin(\omega_r t) \\ I_{Lr}(t_2) &= I_2 = I_{Lr, \text{đỉnh}} \\ V_{cr}(t_2) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (11.66)$$

$$\text{ở đây : } Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

4. Chế độ 3 (freewheeling mode—chế độ thoát) : $t_2 - t_3$

Dòng điện điện cảm cộng hưởng chạy qua hai đường thoát ($T_2 - L_r - D_2$ và $T_3 - D_1 - L_r$). Khoảng thời gian này là giai đoạn điện áp bằng không và có thể dài hơn thời gian cắt tối thiểu của các khóa :

$$i_{Lr}(t) = I_2 ; \quad v_{cr}(t) = 0.$$

5. Chế độ 4 (chế độ cộng hưởng) : $t_3 - t_4$

Chế độ này bắt đầu khi T_2 và T_3 được cắt dưới điều kiện ZVS. Nửa thứ hai của cộng hưởng giữa L_r và C_r lại khởi động trở lại. Điện áp trên tụ điện tăng trở lại từ 0 tới V_s và bị chốt tới V_s . Các phương trình của chế độ này là :

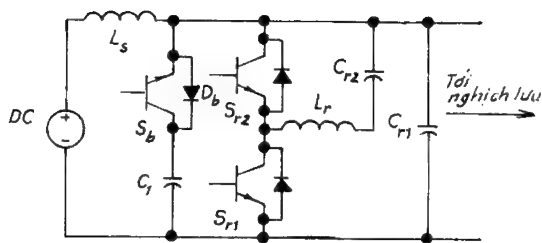
$$\left. \begin{aligned} i_{Lr}(t) &= [I_2 - (I_{on} - I_s)] \cos(\omega_r t) - (I_{on} - I_s) \\ V_{cr}(t) &= [I_2 - (I_{on} - I_s)] Z_r \sin(\omega_r t) \\ i_{Lr}(t_4) &= I_3 \\ V_{cr}(t_4) &= V_s \end{aligned} \right\} \quad (11.67)$$

I_{on} là dòng điện tải sau khi chuyển mạch.

6. Chế độ 5 (chế độ phóng) : $t_4 - t_5$

Trong giai đoạn này T_1 được đóng dưới điều kiện điện áp bằng không bởi vì $V_r(t) = V_s$. Dòng điện điện cảm giảm tuyến tính. Chế độ này kết thúc khi $i_{Lr}(t)$ bằng không :

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= -\frac{V_s}{L_r} t + I_3 \\ v_{cr}(t) &= V_s \\ i_{Lr}(t_5) &= 0 \end{aligned} \quad (11.68)$$

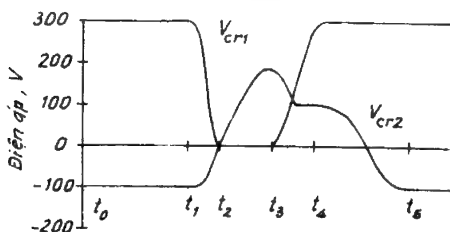


Hình 11.89. Mạch gần cộng hưởng của bộ nghịch lưu chuyển mạch mềm

11.13.5. BỘ NGHỊCH LƯU CHUYỂN MẠCH MỀM GẦN CỘNG HƯỞNG

11.13.5.1. Sự hoạt động của mạch

Xét sơ đồ ở hình 11.89 có nguồn một chiều V_S với tầng đầu là mạch gần cộng hưởng, trong đó nửa chu kỳ đầu của cộng hưởng để tạo nên điều kiện điện áp bằng không. Sau khi đã chuyển mạch, nửa chu kỳ cộng hưởng thứ hai xảy ra để điện áp liên lạc một chiều trở về giá trị bình thường. Để tránh tổn hao quá lớn trong mạch cộng hưởng, thường sử dụng tụ điện C_{r1} nhỏ trong khi tụ lọc C_1 lớn cách ly với mạch cộng hưởng trước khi điện áp bằng không. Phương pháp này tránh cho yêu cầu điện áp một chiều của tụ phải bằng không. Chế độ này diễn ra trong khoảng thời gian $t_0 \div t_1$ trên hình 11.90. Khi đó khóa S_b đóng và các khóa S_{r1} , S_{r2} mở (hình 11.91). Bộ nghịch lưu làm việc như nghịch lưu liên hệ một chiều và $V_{cr1} = V_{c1}$. Điện áp qua S_b bằng không. Trước khi chuyển mạch, khóa S_{r1} tác động ở t_1 để phóng C_{r1} . Chế độ này kết thúc ở t_2 khi V_{cr1} gần bằng không. Sơ đồ tương đương của chế độ này cho trên hình 11.91a. Khóa S_b phải cắt ở điện áp bằng không khi S_{r1} tác động.

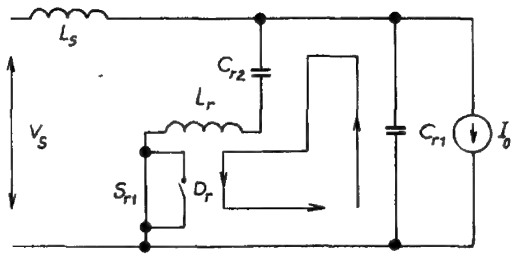


Hình 11.90. Dạng sóng V_{cr1} và V_{cr2}

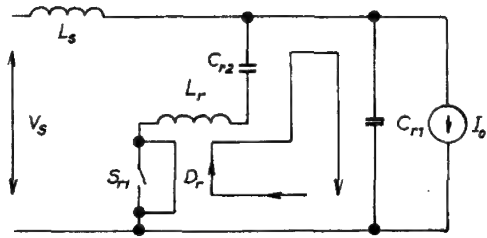
Sau khi S_{r1} chuyển trạng thái, C_{r1} được phóng qua mạch vòng C_{r1} , C_{r2} , L_r và S_{r1} . Ở điều kiện $V_{cr2} \leq 0$ và $C_{r1} \leq C_{r2}$, năng lượng tích lũy trong C_{r1} sẽ chuyển qua C_{r2} và V_{r1} giảm bằng không ở nửa đầu chu trình cộng hưởng

trong sơ đồ tương đương (hình 11.91a). V_{cr1} sẽ bị chốt bằng không bởi diốt thoát trong cầu nghịch lưu và sẽ không bị âm. Như vậy V_{cr1} có thể giảm về không với ZVS. Khi dòng điện cảm L_r bằng không, khóa S_{r1} có thể cắt ở dòng điện bằng không.

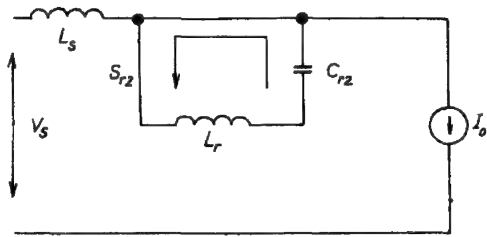
Sự chuyển mạch bộ nghịch lưu có thể xảy ra trong khoảng từ t_2 đến t_3 , khi đó V_{cr1} vẫn bằng không. Chu kỳ này phải dài hơn thời gian đóng và thời gian cắt của các khóa. Khi bộ nghịch lưu đã chuyển mạch xong, cần đặt lại điện áp của tụ C_{r1} . Sơ đồ tương đương của chế



a) Chế độ 2



b) Chế độ 4



c) Chế độ 5

Hình 11.91. Sơ đồ tương đương của bộ nghịch lưu cộng hưởng có ứng suất điện áp thấp ở các chế độ

độ này được cho trên hình 11.91b. Dòng điện qua điện cảm L_r tới không ở t_3 . Do điện áp V_{cr2} và có diốt D_r ở trạng thái ngắt, V_{cr2} có thể không bằng 0. Tụ điện C_2 còn lưu giữ điện áp dương ở t_4 như ở hình 11.90. Trong trường hợp V_{cr2} dương, V_{cr1} không thể giảm về không trong chu kỳ tiếp theo. Do vậy S_{12} phải được tác động lại sau t_4 để đổi chiều điện áp dư trên C_{r2} . Ở thời điểm t_5 , S_{r2} ngắt ở điều kiện dòng điện bằng không và bây giờ V_{cr2} lại đảo chiều âm. Mạch tương đương của chế độ này cho trên hình 11.91c.

Khi $V_{cr2} \leq 0$ và $C_{r1} \leq C_{r2}$, V_{cr1} có thể lại kéo trở về không trước khi bộ nghịch lưu chuyển mạch tiếp tục. Sự hoạt động của sơ đồ sẽ lặp lại trong chu kỳ chuyển mạch sau.

11.13.5.2. Đặc điểm thiết kế

* Tuy C_{r1} và C_{r2} được lựa chọn theo tiêu chuẩn điện áp trên tụ V_{cr1} :

$$(C_{r1} - C_{r2})V_S + 2C_{r2}V_{02} - \Delta I \pi \sqrt{L_r C_e} \leq 0 \quad (11.69)$$

ở đây :

V_{01} - điện áp ban đầu của C_{r1} ;

V_{02} - điện áp ban đầu của C_{r2} ;

i_{L0} - dòng điện ban đầu của điện cảm L_r ;

$\Delta I = I_0 - I_s$ là hiệu dòng điện tải và dòng điện nguồn;

C_e - điện dung tương đương của mạch cộng hưởng.

$$C_e = \frac{C_{r1}C_{r2}}{C_{r1} + C_{r2}}, \quad (11.70)$$

Khi $\Delta I \geq 0$, tiêu chuẩn đầu tiên luôn phải thỏa mãn là :

$$C_{r1} \leq C_{r2}, V_{02} \leq 0 \quad (11.71)$$

Tiêu chuẩn điện áp nạp lại $V_{cr1} = 1$ là :

$$\frac{2C_{r2}}{C_{r1} + C_{r2}}V_{02} - \frac{\Delta I}{C_{r1} + C_{r2}} \pi \sqrt{L_r C_e} \geq V_S \quad (11.72)$$

* *Điện cảm L_r* : Điện cảm L_r phải nhỏ để điện áp một chiều có thể giảm nhanh về không. Tuy nhiên L_r nhỏ có thể gây dòng điện cộng hưởng đỉnh lớn và đòi hỏi linh kiện điện tử công suất có giá trị xung dòng điện lớn. Việc tăng điện cảm L_r có thể hạn chế dòng điện đỉnh ở mạch gần cộng hưởng. Vì tần số cộng hưởng phụ thuộc vào cả L_r và C^r , nên việc lựa chọn L_r có thể cùng với chọn C_{r1} và C_{r2} với các hệ số khác như dòng điện định mức của linh kiện, khoảng thời gian điện áp bằng không, tần số chuyển mạch.

* Thời điểm chuyển mạch của các khóa

Thời điểm chuyển mạch chính xác đối với các khóa là rất cần thiết đối với bộ nghịch lưu chuyển mạch mềm. Đối với bộ nghịch lưu, thời điểm chuyển mạch được xác định theo điều biến PWM. Ví dụ T_S là thời điểm bộ nghịch lưu thay đổi trạng thái. Để chuyển mạch với ZVS, khóa S_{r1} phải đóng ở nửa chu kỳ điều khiển thời điểm chuyển mạch bộ nghịch lưu. Thời điểm đóng S_{r1} ký hiệu là t_1 được xác định theo :

$$t_1 = T - \frac{\pi}{\omega} \quad (11.73)$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, \quad \alpha = R_r/2L_r, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r C_e}} \quad (11.74)$$

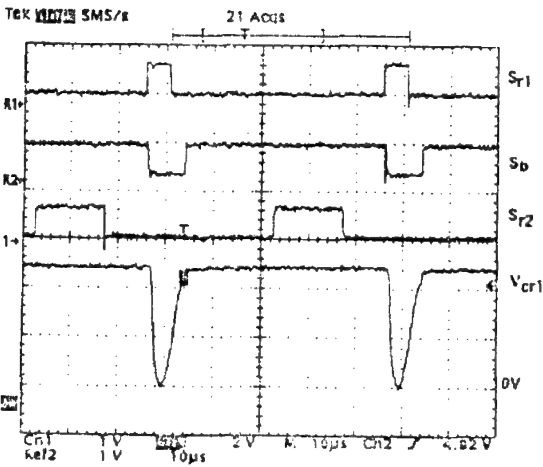
Khóa S_b được cắt ở t_1 .

S_{r1} có thể được cắt ở chu kỳ dòng điện bằng không khi diốt D_r đang dẫn. Để dễ thiết lập có thể chọn thời gian cắt bằng $T_S + \pi/\omega$. Vì điện áp một chiều có thể kéo về không nhỏ hơn nửa chu kỳ cộng hưởng đầu, T_S xảy ra ở giữa t_2 và t_3 .

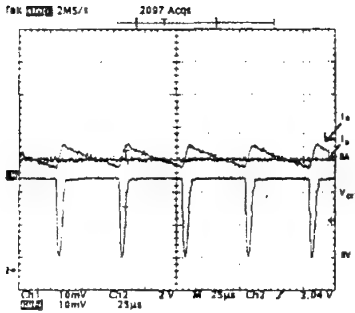
Ở thời gian t_3 (phụ thuộc vào ΔI), diốt D_r dẫn ở nửa chu kỳ cộng hưởng thứ hai để nạp lại C_{r1} . Ở t_4 , $V_{cr1} = 1$ và diốt D_b chốt điện áp $V_{cr1} = 1$. Khóa S_b có thể đóng lại ở t_4 , nửa chu kỳ sau khi t_3 bắt đầu :

$$t_4 \approx t_3 + \frac{\pi}{\omega}$$

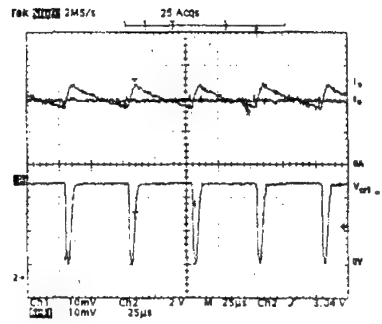
Vì không thể xác định được t_3 một cách chính xác (thời điểm chính xác phụ thuộc vào ΔI), có thể sử dụng cảm biến điện áp để cung cấp thông tin t_4 , sao cho S_b có thể được đóng để nối C_1 với bộ nghịch lưu. Tuy nhiên trong thực tế S_b có thể được đóng thêm vài mili giây (dài hơn $T_S + \pi/\omega$) sau t_2 mà không cần cảm biến điện áp. Đối với khóa S_{r2} , có thể đóng sau t_4 vài mili giây. Nó sẽ được cắt ở nửa chu kỳ cộng hưởng $(\pi \sqrt{L_r C_{r2}})$ trong mạch $L_r - C_{r2}$. Trong thực tế có thể điều chỉnh thời gian S_{r1} , S_{r2} và S bằng một quy trình đơn giản. Hình 11.92 là biểu đồ thời gian các tín hiệu điều khiển đối với các khóa S_{r1} , S_{r2} và S_b với V_{cr1} trong bộ nghịch lưu chuyển mạch 20 kHz; còn hình 11.93 và 11.94 là biểu đồ của I_S , I_0 và V_{cr1} trong điều kiện không tải và có tải.



Hình 11.92. Biểu đồ thời gian tín hiệu điều khiển khóa S_{r1} , S_{r2} và S_b



Hình 11.93. Biểu đồ I_s , I_o và V_{cr1} khi không tải



Hình 11.94. Biểu đồ I_s , I_o và V_{cr1} khi có tải

Ví dụ 11.1

Cho sơ đồ nghịch lưu áp như ở hình 11.95a có :

$E = 48 \text{ V}$, tải $R = 1 \Omega$, $\omega L = 1/\omega C = 12 \Omega$ mắc nối tiếp.

- Vẽ các đồ thị u_p , i_p , i_{T1} , i_{T2} , i_{D1} , i_{D2} , I_p , i_2 , u_{T1} ;
- Tính công suất nguồn phát và công suất tải ;
- Mạch này có cần khâu chuyển mạch cường bức không?
- Tính các điều hòa bậc 3, 5, 7.

Giải :

a) Đồ thị các dạng sóng cho trên hình 11.95b. Vì $\omega L = 1/\omega C$ nên với sóng cơ bản tải là thuần trở, không có dòng điện ngược chạy qua các diốt nên $i_{D1} = i_{D2} = 0$.

b) Khai triển Fourier theo dòng điện tải được :

$$i_t = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_{n\max}}{Z_n} \sin(n\omega t - \varphi_n);$$

$$n = 1, 3, 5 \dots$$

$$\text{trong đó } U_{n\max} = \frac{2E}{n\pi}$$

$$Z_n = \sqrt{R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2}$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{n\omega L - 1/n\omega C}{R}$$

Đối với sóng cơ bản $n = 1$, có điện áp trên tải :

$$U_{1t} = \frac{2E}{\sqrt{2}\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 48}{\pi} = 21,61 \text{ V}$$

$$I_{1t} = \frac{U_{1t}}{R} = \frac{21,61}{1} = 21,61 \text{ A}$$

Công suất trên tải :

$$P = R \cdot I_{1t}^2 = 21,61^2 \cdot 1 = 467 \text{ W}$$

Công suất nguồn phát :

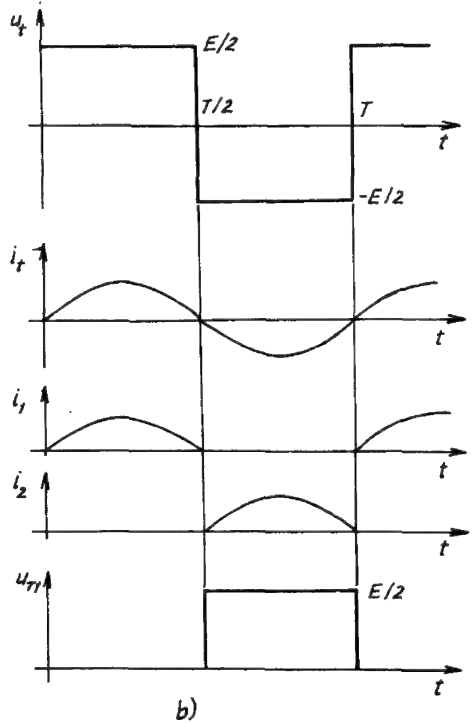
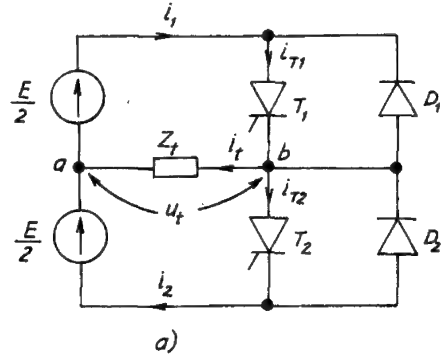
$$P_{ng} = \frac{E_0}{2} I_0$$

I_0 là dòng trung bình :

$$I_0 = \frac{\sqrt{2} I_t}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 21,61}{\pi} = 9,73 \text{ A}$$

Công suất hai nguồn phát là :

$$P_{ng} = E \cdot I_0 = 48 \cdot 9,73 = 467 \text{ W}$$



Hình 11.95.

c) Theo biểu đồ hoạt động, thời gian khóa là :

$$t_{kh} = \frac{T}{2} - t_x = 0, \text{ không có thời gian khóa do đó cần có mạch khóa cường bức.}$$

d) Ta tính được các thành phần điều hòa bậc 3, 5, 7 với kết quả sau đây :

Bậc n	Điện áp U_t (V)	Tổng trở Z_t (Ω)	Dòng điện tử I_t (A)
3	10,19	32	0,32
5	6,11	57,6	0,11
7	4,37	82,3	0,05

Ta nhận thấy khi bậc điều hòa tăng, dòng điện điều hòa giảm mạnh.

Ví dụ 11.2

Tính toán theo ví dụ 11.1 với $X_C = 10 \Omega$.

Giải

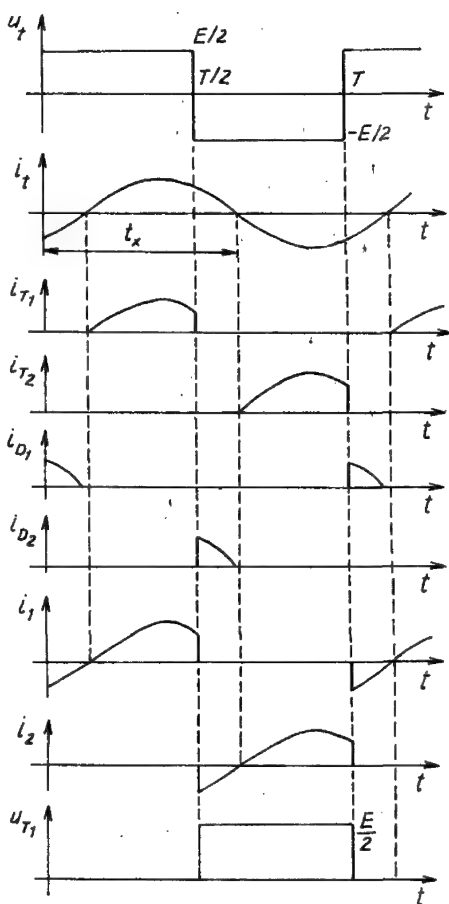
a) Vì $X_L = 12 \Omega > X_C$ nên tải sẽ là R-L, dạng sóng cho trên hình 11.96.

b) Tính tổng trở đối với sóng cơ bản ta được :

$$\begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \\ &= \sqrt{1^2 + (12 - 10)^2} \\ &= 2,24 \Omega \end{aligned}$$

Dòng điện cơ bản :

$$I_{1t} = \frac{U_{1t}}{Z_1} = \frac{21,61}{2,24} = 9,65 \text{ A}$$



Hình 11.96.

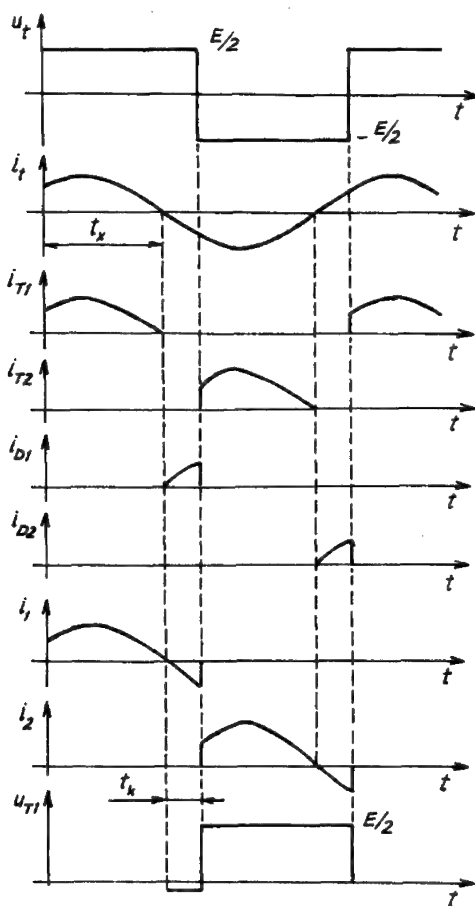
$$\varphi_1 = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \frac{12 - 10}{1} = 63^{\circ}26'$$

Công suất trên tải :

$$P_R = I_{1t}^2 R = U_{1t} \cdot I_{1t} \cos \varphi = 9,65^2 \cdot 1 = 93 \text{ W}$$

Công suất của mỗi nguồn $P = \frac{E}{2} \cdot I_0$

Dòng trung bình của nguồn :



Hình 11.97.

$$\begin{aligned}
 I_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ng}(\omega t) d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} I_{1t} \sin(\omega t - \varphi_1) d\omega t \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{1t} \cos \varphi_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{2} \cdot 9,65 \cos 63^\circ 26' = 0,968 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Công suất nguồn : $P_{ng} = E \cdot I_0 = 48 \cdot 0,968 = 46,5 \text{ W}$

Công suất của hai nguồn bằng $2P_{ng} = 2 \cdot 46,5 = 93 \text{ W}$. Công suất vẫn cân bằng như ví dụ 11.1.

c) Vì thời gian khóa $t_{kh} = \frac{T}{2} - t_x < 0$ nên bắt buộc phải dùng chuyển mạch cưỡng bức.

Ví dụ 11.3

Vẫn ví dụ 11.1 nhưng trong trường hợp này $\omega L = 10 \Omega$.

Giải :

a) Trong trường hợp này tải R-C vì $X_C^* > X_L$. Dạng sóng trên hình 11.97.

b) Tương tự ví dụ trên, ta có $I_{1t} = 9,65 \text{ A}$, $\varphi_1 = -63^\circ 26'$.

$$P_{ng} = \frac{\sqrt{2} E}{\pi} I_{1t} \cos \varphi_1 = 93 \text{ W}.$$

c) Mạch có thời gian khóa là : $t_{kh} = \frac{T}{2} - t_x$.

Chương 12

ĐIỀU KHIỂN THIẾT BỊ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

12.1. ĐẠI CƯƠNG

Để đưa các linh kiện điện tử công suất sang trạng thái dẫn, cần có tín hiệu thích hợp đưa vào cực điều khiển. Do mỗi linh kiện có yêu cầu mỗi khác nhau nên tùy theo loại linh kiện và bộ biến đổi điện tử công suất cụ thể cần có các mạch mỗi khác nhau, cũng như có chiến lược điều khiển bộ biến đổi khác nhau. Trong các chương trước chúng ta đã phân tích các yêu cầu mỗi của từng thiết bị điện tử công suất cụ thể, chương này sẽ cung cấp một số thông tin tổng quát về các mạch mỗi cùng các sơ đồ điều khiển thông dụng.

12.2. CÁC YÊU CẦU MỖI TIRISTO

Tiristo có thể được mỗi để chuyển sang trạng thái dẫn nếu điện áp cực điều khiển V_G dương, dòng điện mỗi I_G đủ lớn và điện áp V_{AK} dương.

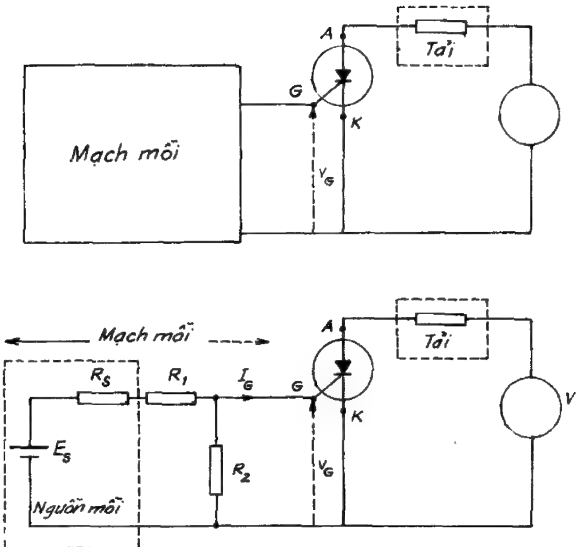
Xét sơ đồ ở hình 12.1 gồm mạch mỗi, tiristo nối tiếp với tải. Việc chọn V_G và I_G không hạn chế trong một giá trị cụ thể mà nằm trong một miền rộng. Hình 12.2 trình bày đặc tính điều khiển của tiristo. Trong vùng giới hạn bởi các đường 1, 2, 3, 4, 5 và hình chữ nhật *mnop*, một điểm bất kỳ có V_G , I_G có thể đưa tiristo sang trạng thái dẫn.

Đường 3 là đường công suất tiêu tán cực đại cho phép P_{GM} . V_{GD} là điện áp mỗi tối thiểu dưới đó tiristo không thể được mỗi ở bất kỳ nhiệt độ nào. Đường 5 là đường điện áp mỗi cực đại cho phép.

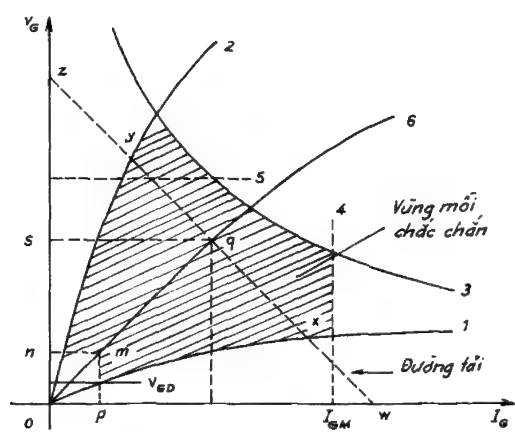
Hình chữ nhật mnp do nhà chế tạo linh kiện cung cấp để tránh các trường hợp xấu nhất, không thể mỗi được tiristo. Nó tương ứng với điều kiện ngưỡng môi (V_{GT} , I_{GT}) liên quan đến điện áp thuận V_{AK} và nhiệt độ chuyển tiếp T_j .

Đường 2 là giới hạn dưới, đường 3 là giới hạn trên của đặc tính $V_G I_G$. Ở nhiệt độ thấp hơn, V_{GT} và I_{GT} tăng lên do đó kích thước của hình chữ nhật mnp cũng tăng lên. Đường đặc tính tải $wxyz$ phải tạo nên điểm làm việc (q) nằm trong vùng đảm bảo môi chắc chắn (vùng gạch chéo). Điểm làm việc này do thông số của mạch môi quyết định.

Theo sơ đồ tương đương của mạch môi ở hình 12.1, trên đặc tính tải điểm làm việc cho phép nằm giữa x và y . Dòng ngắn mạch cực đại bằng $E_s/(R_s + R_1)$ biểu diễn bằng đoạn ow , còn oz là điện áp cực đại của nguồn E_s . R_2 là trở kháng giữa cổng và catốt. Trị số cực đại của V_G phải nhỏ hơn V_{GM} , nghĩa là :



Hình 12.1. Mạch môi



Hình 12.2. Vùng đảm bảo môi chắc chắn

$$\frac{R_2}{R_s + R_1 + R_2} E_s \leq V_{GM} \quad (12.1)$$

do vậy :

$$E_s = V_G + (R_s + R_1) \left(I_G + \frac{V_G}{R_2} \right) \quad (12.2)$$

Các giá trị này được lấy khi điện áp và dòng điện cực điều khiển là một chiều với độ rộng xung dưới $100 \mu s$. Với xung ngắn, đỉnh V_G , I_G có thể tăng thêm. Trường hợp chỉ cấp một xung thì chiều rộng xung phải đủ để dòng anốt đạt tới dòng điện duy trì của tiristo. Điều này rất quan trọng đối với tải có điện cảm lớn, khi đó sườn tăng của dòng anốt lớn. Đối với xung chùm, trong thực tế có chiều rộng xung $50 \mu s$ ở 10 kHz với tỷ số chu kỳ đủ để mở tiristo với tải cảm lớn. Tuy nhiên công suất trung bình P_G phải nhỏ hơn P_{GM} theo công thức :

$$\begin{aligned} P_{GM} &\geq P_{G\text{đỉnh}} \times \text{tỷ số chu kỳ} = \\ &= P_{G\text{đỉnh}} \times \text{độ rộng xung} \times \text{tần số} \end{aligned} \quad (12.3)$$

Ví dụ 12.1

Tính mạch mới cho tiristo OE-C50N, 110 A, 800 V, nguồn điều khiển 6 V, dòng mới ngắn mạch $I_{sh} = 500 \text{ mA}$.

$$V_G = 2,5 \text{ V}, I_G = 50 \text{ mA}, V_{GM} = 3 \text{ V}, I_{GM} = 100 \text{ mA}, P_{GM} = 0,5 \text{ W}.$$

Giải :

Khi không có R_2 , dòng ngắn mạch $I_{sh} = 500 \text{ mA}$, do đó :

$$R_s = \frac{E_s}{I_{sh}} = \frac{6}{0,5} = 12 \Omega$$

Để bảo vệ nguồn không bị quá dòng điện 200 mA, giá trị tối thiểu của R_1 phải bằng :

$$R_s + R_1 \geq \frac{E_s}{0,2} = \frac{6}{0,2} = 30 \Omega$$

Do vậy $R_1 \geq 30 - 12 = 18 \Omega$.

Cũng vậy, để bảo vệ chuyển tiếp GK thì giá trị tối thiểu của điện trở phải bằng :

$$R_s + R_1 \geq \frac{E_s}{I_{GM}} = \frac{6}{0,1} = 60 \, \Omega$$

$$R_1 \geq 60 - 12 = 48 \, \Omega$$

Ứng với các đặc tính của cực điều khiển $V_G = 2,5 \, \text{V}$, $I_G = 50 \, \text{mA}$, giá trị cực đại của R_1 bằng :

$$R_s + R_1 \leq \frac{E_s - V_G}{I_G}$$

$$R_1 \leq \frac{E_s - V_G}{I_G} - R_s = \frac{6 - 2,5}{0,05} - 12 = 58 \, \Omega.$$

Do vậy cần chọn R_1 nằm giữa $48 \, \Omega$ và $58 \, \Omega$. Có thể chọn $R_1 = 56 \, \Omega$ có sẵn trên thị trường. Để tính chọn R_2 xuất phát từ điều kiện V_G không được vượt quá V_{GM} , do đó :

$$\frac{R_2}{R_s + R_1 + R_2} E_s \leq V_{GM}$$

suy ra :

$$R_2 \leq \frac{V_G}{E_s} (R_s + R_1 + R_2) = \frac{3}{6} (12 + 56 + R_2) = 69 \, \Omega. \text{ Ta chọn}$$

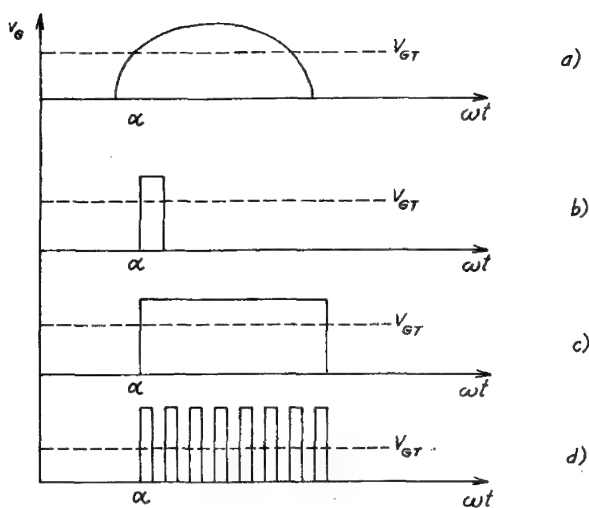
$$R_2 = 68 \, \Omega.$$

12.3. CÁC LOẠI XUNG MỀM TIRISTO

Bình thường tiristo sẽ chuyển sang trạng thái dẫn nếu cấp xung mềm có V_G nằm trong vùng đảm bảo mỗi chắc chắn.

Trên hình 12.3 các xung mềm có thể là,

- a. Xung kéo dài với sườn tăng thấp ;
- b. Xung ngắn và dốc ;
- c. Xung dốc kéo dài ;
- d. Chùm xung.

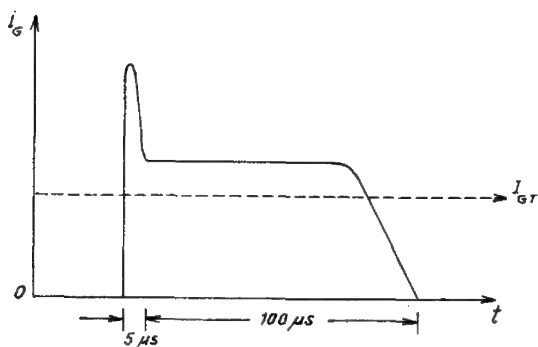


Hình 12.3. Các dạng xung mỗi

Một cách lý tưởng xung mỗi phải có :

- độ lớn dòng điện đủ $I_G > I_{GT}$
- sườn tăng dốc ($5 \mu s$)
- thời hạn xung đủ ($100 \mu s$) (hình 12.4).

Để đảm bảo mỗi chắc chắn, xung mỗi cần được duy trì trong cả chu kỳ. Tuy nhiên với tải thuần trở, một xung nhọn duy nhất đủ để mỗi. Đối với các bộ biến đổi công suất lớn, cần cách ly mạch điều khiển và mạch mỗi với mạch động lực. Ngoài ra ảnh hưởng của cao áp và quá độ dòng điện lớn có thể làm hư hại mạch mỗi. Để cách ly thường sử dụng MBA xung hoặc mạch mỗi ghép quang.



Hình 12.4. Xung mỗi lý tưởng

12.4. MỘT SỐ MẠCH MŌI TIRISTO ĐƠN GIẢN

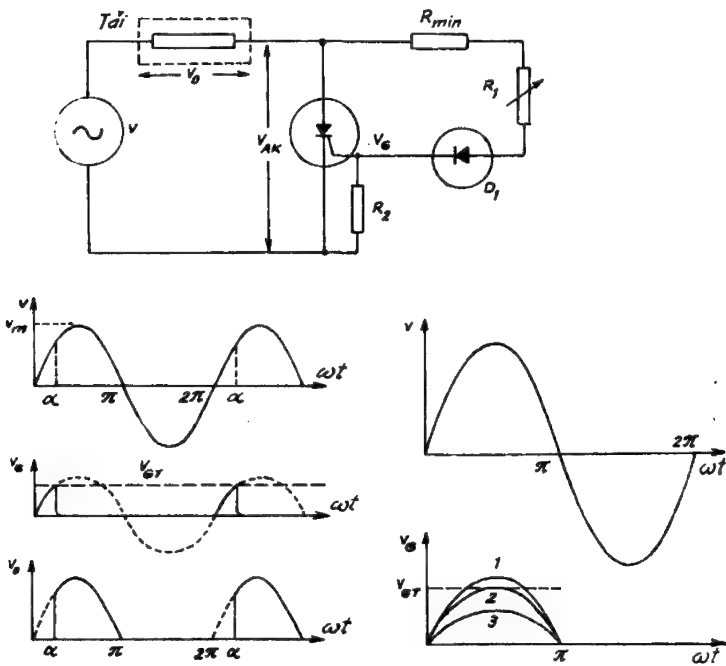
12.4.1. MẠCH MŌI QUA ĐIỆN TRỞ

Khi điện áp một chiều tăng chậm hoặc điện áp chỉnh lưu nửa sóng, có thể mŏi tiristo khi điện áp này lớn hơn V_{GT} .

Trên hình 12.5 là mạch mŏi và dạng sóng chỉnh lưu một nửa chu kỳ. Bỏ qua R_2 và điện áp rơi qua D_1 , điện áp cực điều khiển bằng :

$$V_G = \frac{R_{GK}}{R_1 + R_{GK} + R_{min}} \cdot v \tag{12.4}$$

ở đây $v = V_m \sin \omega t$ là điện áp nguồn ; R_{GK} là điện trở thuận G và K.



Hình 12.5. Mạch mŏi điện trở

Bằng cách điều chỉnh R_1 ta điều chỉnh được V_G , do đó điều chỉnh góc mở α từ 0 đến 90° . Tương tự I_G không được quá I_{GM} , do đó giá trị tối thiểu của R_{min} phải bằng :

$$\frac{V_m}{R_{\min}} \leq I_{GM} \quad (12.5)$$

Khi thêm R_2 thì giá trị cực đại của R_2 được tính bằng :

$$\frac{R_2}{R_{\min} + R_2} \cdot V_m \leq V_{GM} \quad (12.6)$$

Mạch này cũng được sử dụng cho triac, nhưng trong trường hợp này phải bỏ D_1 để tín hiệu mỗi trong cả hai nửa chu kỳ.

12.4.2. MẠCH MỖI R-C

Tín hiệu mỗi được điều chỉnh về pha trong mạch R-C như trên hình 12.6. Bỏ qua hiện tượng phóng điện của tụ điện C trong chu kỳ tiristo dẫn, ta có thể chỉ xét mạch ở chế độ xác lập và góc pha của điện áp trên tụ V_C được điều chỉnh từ 0 đến 90° .

Khi thay đổi R :

$$\varphi = \arctg\left(\frac{1}{\omega CR}\right), \quad \theta = \pi/2 - \varphi = \arctg(\omega CR) \quad (12.7)$$

$$v_C = \sqrt{2} V_C \sin(\omega t - \theta) = (\sqrt{2} V \cos\theta) \sin(\omega t - \theta) \quad (12.8)$$

Trong nửa chu kỳ dương khi v_C do đó $v_G > V_{GT}$, tiristo dẫn; α biến thiên từ 0 đến 90° .

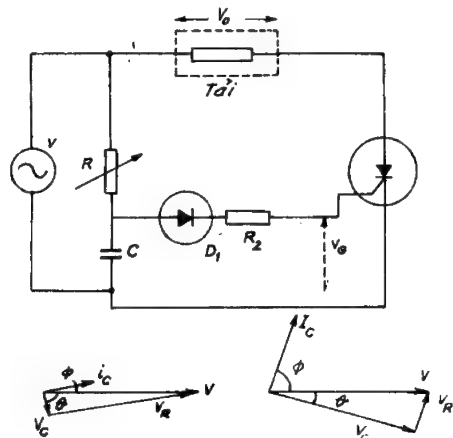
Ví dụ 12.2

Mạch mỗi RC nối với nguồn 240 V, 50 Hz.

Nếu R biến thiên từ 1 đến 22 k Ω , $V_{GT} = 2$ V, $C = 0,47 \mu F$. Tìm góc mỗi cực đại và cực tiểu.

Giải :

$$\begin{aligned} \theta &= \arctg(\omega CR) = \arctg(2\pi fCR) \\ &= \arctg(2\pi 50 \cdot 47 \cdot 10^{-6} \cdot R) \end{aligned}$$



Hình 12.6. Mạch mỗi R-C

$$V_C = V \cos \theta$$

$$v_C(\omega t) = \sqrt{2} V_C \sin(\omega t - \theta)$$

- Khi $R = 1 \text{ k}\Omega$ có $\theta = 8^\circ 4$, $\cos \theta = 0,989$ và $V_C = 240 \cdot 0,989 = 237,4 \text{ V}$, do đó :

$$v_C(\omega t) = \sqrt{2} V_C \sin(\omega t - 8^\circ 4) = 335,77 \sin(\omega t - 8^\circ 4)$$

Tiristo sẽ dẫn ở $v_C = V_{GT} = 2 \text{ V}$ và $\omega t = \alpha$, do đó :

$$v_C(\alpha) = 2 = 335,77 \sin(\omega t - 8^\circ 4),$$

Giá trị cực tiểu của α bằng :

$$\alpha_{\min} = 8^\circ 4 + \arcsin(2/335,77) = 8^\circ 7.$$

- Khi $R = 22 \text{ k}\Omega$ có $\theta = 72^\circ 9$, $\cos \theta = 0,296$ và $V_C = 240 \cdot 0,296 = 70,97$.

$$\begin{aligned} \text{Vì } v_C(\alpha) = 2 &= \sqrt{2} \cdot 70,97 \sin(\omega t - 72^\circ 8) \\ &= 100,36 \sin(\omega t - 72^\circ 8) \end{aligned}$$

Giá trị cực đại của α bằng :

$$\alpha_{\max} = 72^\circ 8 + \arcsin(2/100,36) = 73^\circ 9.$$

12.4.2.1. Mạch mỗi RC chỉnh lưu nửa sóng

Khi thêm diôt D_2 vào mạch ở hình 12.6, ta có sơ đồ như ở hình 12.7. Tụ điện C được nạp với điện áp âm qua D_2 . Quá trình nạp bắt đầu từ khi điện áp từ thời điểm qua không tới giá trị đỉnh âm của điện áp v bằng $-\sqrt{2}V$. Sau đó điện áp ở diôt D_2 , nghĩa là v_C bằng điện áp catôt, do dòng điện qua D_2 ngừng dẫn và D_2 bị phân cực ngược. Bây giờ việc nạp của tụ với điện áp dương qua R và tốc độ nạp phụ thuộc vào hằng số thời gian RC. Khi v_G (là v_C đã chỉnh lưu) hơi lớn hơn V_{GT} thì tiristo dẫn. Như vậy bằng cách điều chỉnh R, tốc độ nạp sẽ thay đổi. Diôt D_1 ngăn điện áp âm của nguồn xuất hiện ở cực điều khiển của tiristo.

Để cho α nằm trong dải rộng, việc nạp tụ điện xảy ra trong khoảng ba phần tư chu kỳ điện áp nguồn. Với nguồn $50 \div 60 \text{ Hz}$, có thể sử dụng công thức kinh nghiệm sau :

$$RC \geq 0,65T = 4/\omega \quad (12.9)$$

với $\omega = 2\pi/T$.

Giá trị R_2 được chọn để có I_{GT} và V_{GT} ở cực điều khiển :

$$R_2 \leq \frac{v - v_{GT} + v_D}{I_{GT}} \quad (12.10)$$

ở đây v là điện áp ở thời điểm chuyển mạch của tiristo và v_D là điện áp rơi thuận của diốt D_1 .

Giá trị cực đại của R_2 bằng :

$$R_{2max} \leq \frac{\sqrt{2} V - V_{GT} - V_{D1}}{I_{GT}} \approx \frac{\sqrt{2} V}{I_{GT}} \quad (12.11)$$

12.4.2.2. Mạch mỗi RC chỉnh lưu toàn sóng

Mạch này gồm có cầu diốt nối với mạch ở hình 12.6 và được trình bày trên hình 12.8. Tụ điện được nạp qua R với hằng số thời gian $T = RC$. Khi v_G (v_C chỉnh lưu) trở nên hơi lớn hơn v_{GT} , tiristo sẽ mở.

Trong mạch này tụ được nạp bắt đầu từ khoảng điện áp không và tụ điện chỉ có điện áp chỉnh lưu nửa chu kỳ cho tới khi tiristo được mỗi.

Biểu thức điện áp :

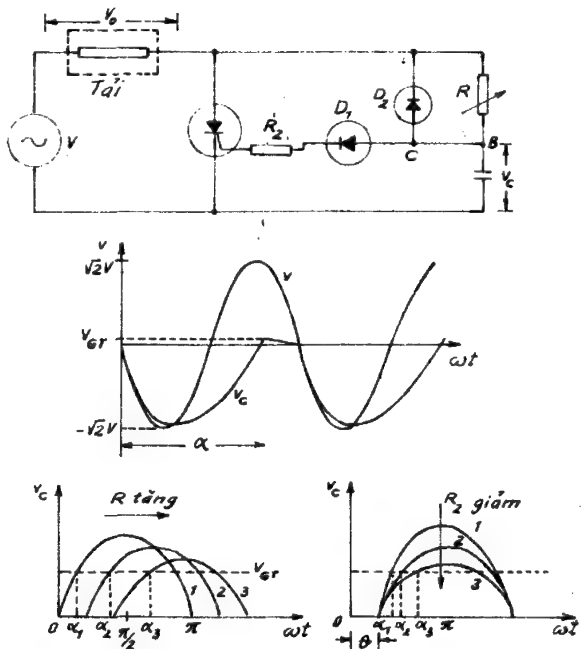
$$v(t) = V_m \sin \omega t =$$

$$= R.i(t) + \frac{1}{C} \int i dt$$

$$(12.12)$$

$$\text{ở đây } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega}.$$

Đạo hàm biểu thức (12.12) ta được :



Hình 12.7. Mạch mỗi RC chỉnh lưu nửa sóng

$$\omega V_m \cos \omega t = R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} \quad (12.13)$$

Với điều kiện đầu bằng không, đáp ứng dòng điện tổng bằng :

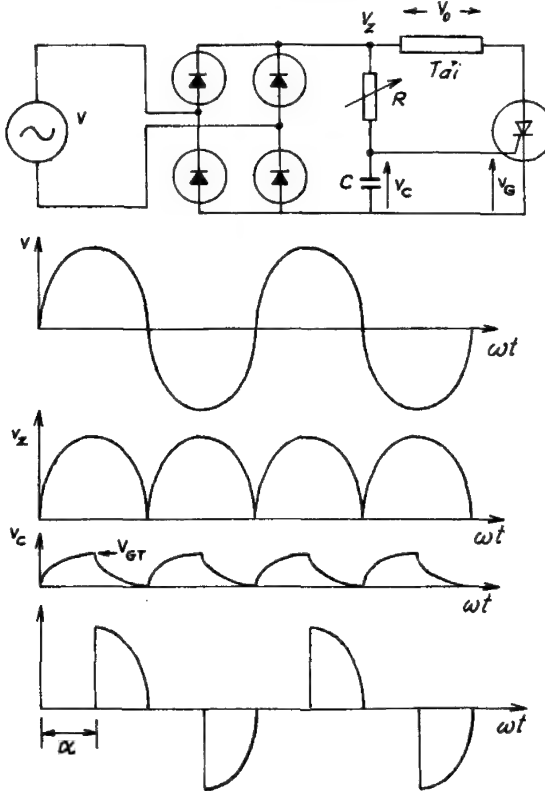
$$i(t) = (V_m/Z) [\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi \cdot \exp(-\omega t/\text{tg} \varphi)] \quad (12.14)$$

$$\begin{aligned} v_R(t) &= i(t)R = (V_m R/Z) [\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi \cdot \exp(-\omega t/\text{tg} \varphi)] \\ &= V_m \cos \varphi \sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi \cdot \exp(-\omega t/\text{tg} \varphi) \end{aligned} \quad (12.15)$$

suy ra :

$$v_C(t) = v(t) - v_R(t), \text{ hoặc } v_C(\omega t) = v(\omega t) - v_R(\omega t) \quad (12.16)$$

v_C càng đạt đến V_{GT} càng sớm thì tiristo được mỗi càng nhanh.



Hình 12.8. Mạch mỗi RC chỉnh lưu toàn sóng

Ví dụ 12.3

Nếu nhánh RC trên hình 12.6 sử dụng mạch cầu toàn sóng, tìm giá trị cực tiểu và cực đại của góc chuyển mạch α .

Giải :

1. Khi $R = 1 \text{ k}\Omega$ có $\varphi = 81^\circ 6'$ vì :

$$\begin{aligned} v_C(t) &= v(t) - v_R(t) = V_m \sin \omega t - V_m \cos \varphi \cdot [\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi \exp(-\omega t / \text{tg} \varphi)] \\ v_C(\omega t) &= V_m [\sin \omega t - \cos \varphi \{ \sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi \cdot \exp(-\omega t / \text{tg} \varphi) \}] \\ &= \sqrt{2} \cdot 240 \cdot [\sin \omega t - \cos(81^\circ 6') \{ \sin(\omega t + 81^\circ 6') - \\ &\quad - \sin(81^\circ 6') \exp(-\omega t / \text{tg}(81^\circ 6')) \}] \end{aligned}$$

Bây giờ $v_C(\omega t)$ có thể được tính từ $\omega t = 0$ đến 180° bằng phương pháp thế.

Giá trị yêu cầu $\omega t = \alpha$ thì $V_{GT} = 2V$.

$$\omega t = \alpha_{\min} = 2^\circ 5'$$

2. Khi $R = 22 \text{ k}\Omega$ có $\varphi = 17^\circ 1'$ do đó :

$$\begin{aligned} v_C(\omega t) &= \sqrt{2} \times 240 [\sin \omega t - \cos(17^\circ 1') \sin(\omega t + 17^\circ 1') \\ &\quad - \sin(17^\circ 1') \exp(-\omega t / \text{tg}(17^\circ 1'))] \end{aligned}$$

suy ra : $\omega t = \alpha_{\max} = 11^\circ 35'$.

12.4.3. MẠCH MỖI DIAC

Mạch này thường được sử dụng để cấp tín hiệu mỗi cho triac. Vì cơ bản mạch này tương tự mạch mỗi RC cho trên hình 12.6, chỉ có điểm khác là tiristo được thay bằng triac và điốt D_1 thay bằng diac (hình 12.9).

Tụ điện được nạp qua điện trở R trong khoảng mỗi nửa chu kỳ. Khi v_C đạt tới điện áp đánh thủng của diac ($V_{BO} \approx 30 \text{ V}$) thì diac sẽ dẫn và cấp dòng điện mỗi. Triac dẫn và điện áp qua tụ điện v_C giảm trong nửa chu kỳ còn lại.

Trong nửa chu kỳ sau hiện tượng sẽ lặp lại. Như vậy triac sẽ dẫn ở nửa chu kỳ dương bằng dòng điện mỗi dương và trong nửa chu kỳ âm bằng dòng mỗi âm, nghĩa là làm việc ở chế độ thứ nhất và thứ ba của đặc tính chuyển mạch. Tuy nhiên độ nhạy của triac trong hai chế độ này khác nhau. Do vậy trên thị trường có mạch RC bổ sung vào giữa tụ điện và diac để α sẽ giống nhau ở cả hai nửa chu kỳ.

Ví dụ 12.4

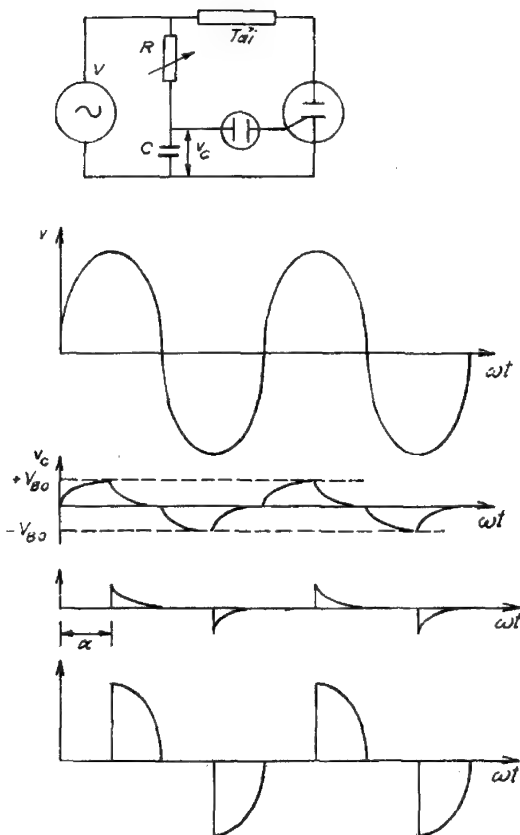
Nếu trong nhánh R-C của ví dụ 12.3 bây giờ sử dụng mạch mỗi diac có $V_{BO} = 30 \text{ V}$. Xác định góc mỗi cực đại và cực tiểu.

Giải :

Sử dụng phương trình (12.16), tuy nhiên ở đây tiristo được mỗi ở $v_C(\omega t) = v_C(\alpha) = V_{BO} = 30 \text{ V}$ thay cho $V_{GT} = 2 \text{ V}$.

Bây giờ bắt đầu tính với $\omega t = 0$ đến 180° bằng phương pháp thế như ví dụ 12.3.

Kết quả $\alpha_{\min} = 11^\circ 33'$ khi $R = 1 \text{ k}\Omega$; $\alpha_{\max} = 46^\circ 5'$ khi $R = 22 \text{ k}\Omega$.



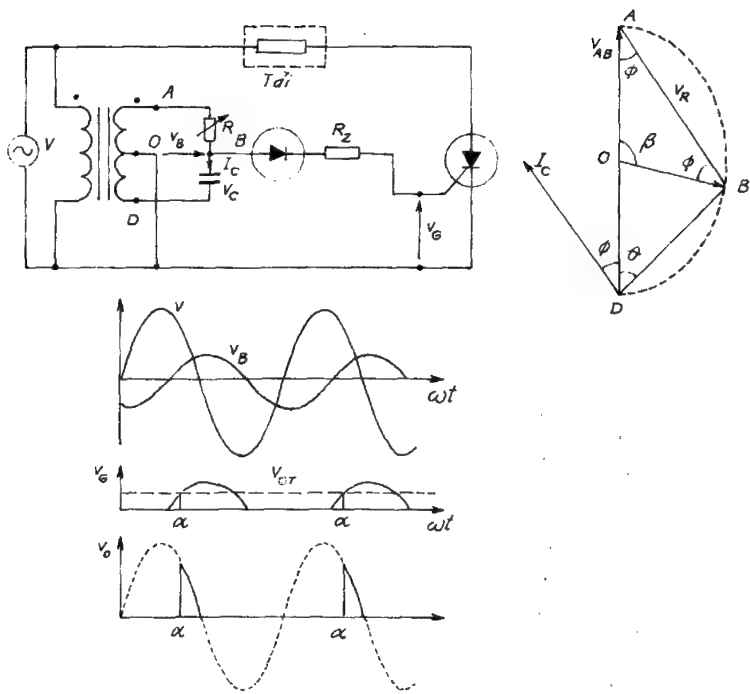
Hình 12.9. Mạch mỗi bằng diac

12.4.4. MẠCH MỖI KIỂU TIRATRON XOAY CHIỀU

Mạch mỗi này tương tự mạch cho trên hình 12.6, nhưng có điểm khác là mạch RC được cấp điện từ máy biến áp có điểm giữa. Mạch mỗi RC có nhược điểm là V_C không cố định với mọi giá trị của θ , do đó với giá trị θ lớn (gần 90°) thì V_C trở nên rất nhỏ và có thể không mỗi được tiristo, và vùng điều khiển α trở nên rất nhỏ.

Trong khi trị hiệu dụng của V_B không đổi và góc β biến thiên từ 0 đến gần 180° (chậm sau) như ở hình 12.10. Từ biểu đồ vectơ của thứ cấp máy biến áp và mạch RC có :

$$ADB = \pi/2 - \varphi = \theta \text{ và } V_{OA} = V_{OB} \quad (12.17)$$



Hình 12.10. Mạch mỗi kiểu tiratron xoay chiều

do đó :

$$\varphi = \text{BAO} = \pi/2 - \text{ADB} = \text{ABO} \quad (12.18)$$

Từ tam giác OAB có :

$$\beta = \pi - 2\varphi = 2(\pi/2 - \varphi) = 2\theta = 2\arctg(\omega CR) \quad (12.19)$$

Mạch tương tự có thể sử dụng để mỗi hai tiristo trong sơ đồ cầu. Trong trường hợp này dòng điện mỗi chạy qua trong toàn bộ chu kỳ dẫn của tiristo. Nếu nhiệt độ lớp chuyển tiếp G-K quá lớn, có thể làm giảm khả năng chịu điện áp ngược của tiristo.

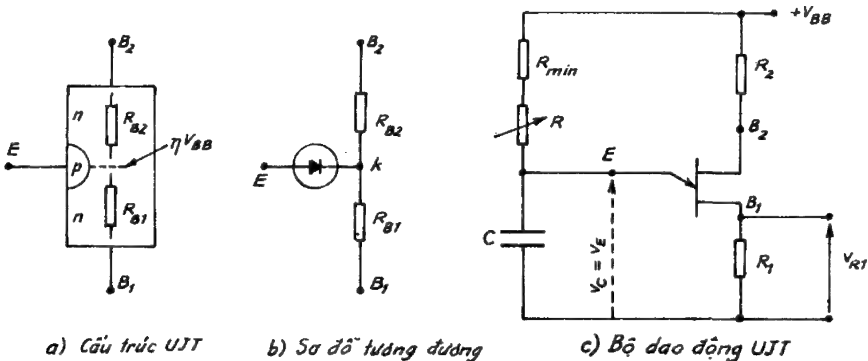
12.4.5. MẠCH MỖI BẰNG TRANZITO MỘT CHUYỂN TIẾP

12.4.5.1. Sơ đồ

Bộ dao động tranzito một chuyển tiếp UJT (Uni Junction Transistor) có tần số không đổi, dạng xung nhọn và dốc.

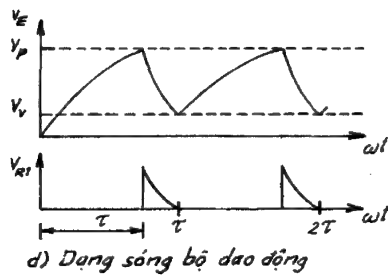
UJT là linh kiện bán dẫn silic loại N nằm giữa hai cực bazơ B_1 và B_2 , loại P, chuyển tiếp P-N tạo nên một điện thế ngưỡng vào khoảng 0,7 V.

Cấu trúc của UJT cho trên hình 12.11a, sơ đồ tương đương trên hình 12.11b, còn hình 12.11c là bộ dao động UJT.

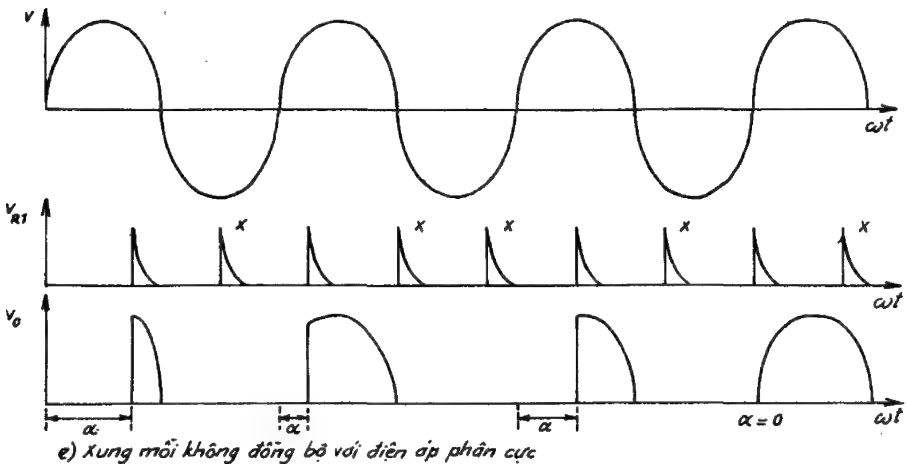


a) Cấu trúc UJT b) Sơ đồ tương đương

c) Bộ dao động UJT



d) Dạng sóng bộ dao động



e) Xung mỗi không đồng bộ với điện áp phân cực

Hình 12.11. Mạch dao động UJT và dạng sóng

12.4.5.2. Nguyên lý làm việc

Khi đặt điện áp nguồn V_{BB} , ta có dòng điện chạy trong các bazơ :

$$I_B = \frac{V_{BB}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (12.20)$$

Điện thế tại điểm k :

$$V_k = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{BB} = \eta \cdot V_{BB} \quad (12.21)$$

ở đây $R_{B1} + R_{B2}$ bằng khoảng 3 đến 15 k Ω tùy hãng chế tạo ;

$\eta = 0,5 \div 0,85$ là hệ số cấu trúc.

Khi đặt điện áp V_E vào êmitơ, nếu $V_E > 0,7 + \eta V_{BB} = V_P$ thì mặt chuyển tiếp P-N phân cực thuận. Các điện tử từ B_1 đến E, làm cho điện trở của mạch giảm đột ngột còn 100 Ω , làm tăng nhanh chóng dòng êmitơ chạy từ E đến B_1 . Điện áp qua tụ v_C tăng lên, tụ phóng qua R_1 và điện áp xung xuất hiện qua R_1 (hình 12.11d). Ở phía xung giảm v_E trở nên rất nhỏ và chuyển tiếp P-N trở nên phân cực ngược. Một cách lý tưởng không có dòng chạy giữa E và B_1 và trở thành mạch hở. Bây giờ tụ điện bắt đầu nạp và v_E lại tăng thêm. Tốc độ nạp phụ thuộc vào $(R_{min} + R)C$ và tốc độ phóng phụ thuộc vào R_1C . Chu kỳ của xung được tính bằng :

$$\tau = \tau_1 + R_1C \quad (12.22)$$

$$\text{với :} \quad \tau_1 = (R_{min} + R)C \ln \frac{1}{1 - \eta} \quad (12.23)$$

Như vậy góc mở phụ thuộc vào chu kỳ τ_1 của mạch dao động và bằng :

$$\alpha = \omega \cdot \tau_1 \quad (12.24)$$

Tuy nhiên, trong mạch mỗi góc α không bằng nhau trong mỗi chu kỳ của điện áp nguồn như ở hình 12.11e. Một số xung đến khi tiristo đã dẫn, trong khi đó một số xung đến khi tiristo bị phân cực ngược, xung này được đánh dấu bằng chữ "x", chúng không góp phần làm mở tiristo. Như vậy góc α sẽ không giống nhau mà biến thiên một cách ngẫu nhiên trong mỗi chu kỳ. Để giữ α không đổi cần đồng bộ hóa xung mỗi.

Trên hình 12.12, mạch mỗi UJT được đồng bộ với điện áp nguồn v qua cầu diốt. Tụ nạp bắt đầu từ mỗi thời điểm điện áp qua không. Xung thứ

nhất trong mỗi nửa chu kỳ được đồng bộ với v và do đó góc mỗi α bằng nhau trong mỗi chu kỳ.

Bằng cách điều chỉnh R , chu kỳ dao động τ có thể được điều chỉnh. Mạch mỗi UJT cũng có thể lấy điện từ máy biến áp riêng để tạo điện áp phân cực và có cùng tính năng.

12.4.5.3. Lưu ý về thiết kế mạch điều khiển UJT

* Việc chọn R_1 : Cần chọn R_1 tương đối thấp để tránh mỗi tiristo không đúng. Vì R_1 liên quan đến điện áp cổng cực đại V_{GD} để không mỗi tiristo ở nhiệt độ bất kỳ.

$$V_{GD} \geq \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_{BB\min}} V_{BB} \quad (12.25)$$

Giá trị gần đúng của R_2 để bù nhiệt độ trong khoảng từ 40 đến 100°C :

$$R_2 = \frac{10^4}{\eta \cdot V_{BB}} \quad (12.26)$$

* Chọn tụ điện C : Tụ C phải được nạp đủ để có thể mỗi được tiristo. Giá trị điển hình $C = 0,01 \div 0,7 \mu F$. Chu kỳ τ của xung ra là $\tau_1 + R_1 C$, trong khi chu kỳ trễ ứng với góc chuyển mạch (α) là τ_1 được cho trong (12.23).

* Chọn R : Điện trở nạp tổng $R + R_{\min}$ phải đủ nhỏ cho phép dòng điện đỉnh từ nguồn, do đó :

$$R_{\max} = R + R_{\min} \leq \frac{V_{BB} - V_P}{I} \quad (12.27)$$

Ví dụ 12.5

Thông số của UJT 2N2646 ở $T_j = 25^\circ C$ như sau :

$V_{BB} = 35 \text{ V}$; Công suất tiêu tán cực đại = 300 mW

$R_{BB} = 4,7$ đến $9,1 \text{ k}\Omega$ (điển hình $5,6 \text{ k}\Omega$ ở $V_{BB} = 12 \text{ V}$) ;

Dòng điện thấp $I_V = 4 \text{ mA}$ ở $V_{BB} = 20 \text{ V}$;

$\eta = 0,56 \div 0,75$ (điển hình 0,63) ;

Điện áp thấp $V_V = 2 \text{ V}$ ở $V_{BB} = 20 \text{ V}$;

Dòng điện đỉnh $I_p = 5 \mu A$ (cực đại) ở $V_{BB} = 25 V$;

Điện áp cổng cực đại V_{GD} không gây mỗi tiristo = 0,18 V.

Tính chọn mạch UJT cho bộ chỉnh lưu một pha, tần số 50 Hz.

Giải :

Góc mỗi α biến thiên từ 0 đến 180^0 , trong nửa chu kỳ điện áp nguồn :

$$\frac{T}{2} = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2 \cdot 50} = 10 \text{ ms}$$

Chọn $V_{BB} = 12 V$.

$$1. R_{\min} > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} = \frac{12 - 2}{4 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Lấy $R_{\min} = 2,7 \text{ k}\Omega$.

$$2. V_P \eta V_{BB} = 0,63 \cdot 12 = 7,56 V$$

$$R_{\max} < \frac{V_{BB} - V_P}{I_P} = \frac{12 - 7,56}{5 \cdot 10^{-6}} = 888 \text{ k}\Omega$$

Giá trị của $R = R_{\max} - R_{\min} = 888 - 2,7 = 885,3 \text{ k}\Omega$.

Chọn $R = 1 \text{ M}\Omega$, do đó giá trị mới $R_{\max} = 1002,7 \text{ k}\Omega$.

3. Chọn các điện trở bazơ :

$$R_2 = \frac{10.000}{\eta \cdot V_{BB}} = \frac{10.000}{0,63 \cdot 12} = 1,32 \text{ k}\Omega$$

Giá trị gần nhất $R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega$. Có thể chọn R_1 :

$$\frac{V_{BB}}{R_1 + R_2 + R_{BB \min}} R_1 < V_{GD}$$

hoặc :

$$\frac{12}{R_1 + 1200 + 1500} R_1 < 0,18$$

Cho ta $R_1 < 103 \Omega$, chọn $R_1 = 100 \Omega$.

4. Chọn tụ điện C

Mạch mỗi được thiết kế với chu kỳ trễ cực đại 10 ms :

$$\tau = 10 = R_{\max} C \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$$

do đó :

$$C = \frac{10^{-2}}{R_{\max} \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)} = \frac{10^{-2}}{1002,7 \cdot 10^3 \ln \left(\frac{1}{1 - 0,63} \right)} = 0,01 \mu F$$

Mặc dù có thể chọn $C = 0,01 \mu F$ nhưng độ rộng của xung mỗi nhỏ : $R_2 C = 100 \cdot 0,01 = 1 \mu F$ có thể không đủ để mỗi tiristo một cách chắc chắn, do vậy có thể tăng vào khoảng $5 \mu s$. Hơn nữa đôi khi điện áp xung qua R_1 không đủ mỗi tiristo, do vậy có thể tăng R_1 .

Chu kỳ cực tiểu :

$$\tau_{\min} = R_{\min} C \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right) = 2,7 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} \cdot 0,99425 = 0,0268 \text{ ms.}$$

Giá trị nhỏ nhất của α bằng :

$$\alpha = \tau_{\min} \cdot \frac{360^0}{20 \text{ ms}} = \frac{0,0268 \cdot 360}{20} = 0,483^0$$

Chu kỳ cực đại :

$$\begin{aligned} \tau_{\max} &= R_{\max} C \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right) = \\ &= 1002,7 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} \cdot 0,994 = 9,967 \text{ ms.} \\ \alpha_{\max} &= \tau_{\max} \cdot \frac{360^0}{20} = \frac{9,967 \cdot 360^0}{20} = 179^0 4. \end{aligned}$$

12.4.6. CÁC MẠCH MỖI TIRISTO THỂ HỆ MỚI

Mặc dù mạch RC rất đơn giản và kinh tế, song chúng phụ thuộc vào đặc tính mỗi của tiristo và không dễ dàng sử dụng cho các hệ thống tự lập trình, tự động hoặc có hồi tiếp.

Vì việc sử dụng rộng rãi của bộ điều khiển điện tử công suất trong công nghiệp, các bộ điều khiển đòi hỏi những yêu cầu riêng, do vậy không thể sử dụng mạch mỗi đơn giản cho nhiều loại bộ biến đổi khác nhau. Hơn nữa các mạch điều khiển vòng kín cho các tải và hệ truyền động đòi hỏi các mạch mỗi thể hệ mới.

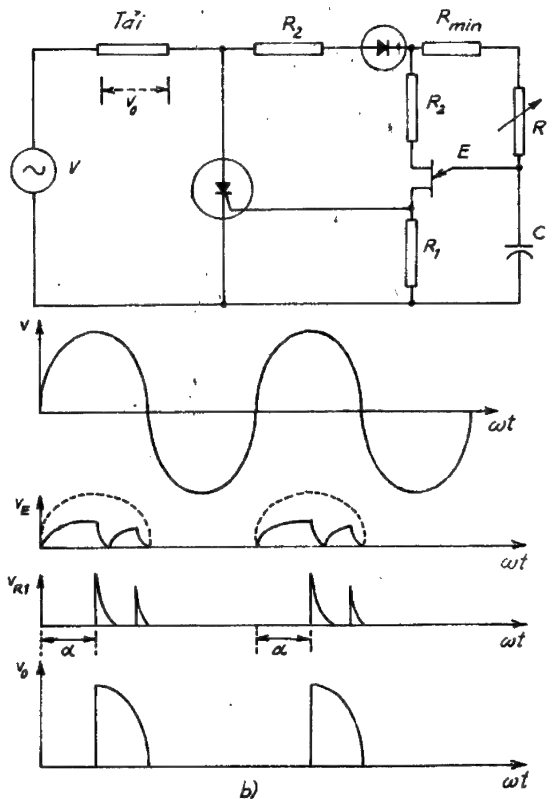
Một số môđun điện tử công suất bao gồm mạch điều khiển cũng như mạch bảo vệ quá độ. Các môđun này gọi là môđun thông minh, chúng gồm có :

- Mạch cách ly vào-ra
- Mạch môi
- Điều khiển vi xử lý
- Mạch bảo vệ và dự báo quá tải, ngắn mạch, hở mạch, quá áp và kiểm tra nguồn. Tương tự các mạch tích hợp chuyên dụng dành riêng cho tiristo cũng như MOSFET, IGBT.

12.4.7. MẠCH ĐỆM VÀ MẠCH ĐIỀU KHIỂN TIRISTO

Nhiều mạch điện tử có điện thế khác nhau giữa các cổng của các tiristo cũng như giữa mạch điều khiển và tiristo. Chúng thường gồm các IC tương tự và IC số, các phần tử thụ động và tích cực. Nói chung chúng có điện áp thấp và công suất nhỏ, trong khi đó mạch công suất thường có điện áp vài trăm vôn, dòng điện lớn. Do vậy cần có mạch cách ly qua máy biến áp xung hoặc qua bộ ghép quang. Đa số trường hợp công suất ra không đủ để môi trực tiếp, do vậy cần có mạch khuếch đại xung.

Để cách ly giữa mạch điều khiển và mạch động lực, thường sử dụng máy biến áp xung có tỷ số biến đổi 1 : 1 hoặc 2 : 1.

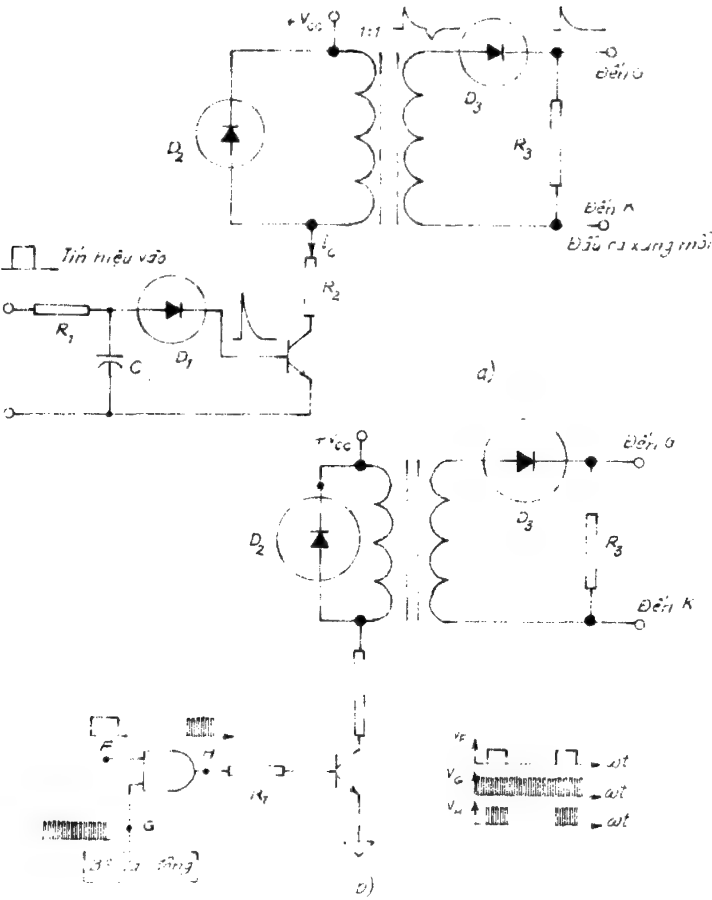


Hình 12.12. Mạch môi UJT và dạng sóng

Để cách ly giữa mạch điều khiển và mạch động lực, thường sử dụng máy biến áp xung có tỷ số biến đổi 1 : 1 hoặc 2 : 1.

Trên hình 12.18a, các xung do mạch vi phân R_1C_1 tạo ra biến đổi xung bước thành các xung nhọn dương và âm. Xung dương được khuếch đại qua mạch khuếch đại xung tranzito, còn xung âm bị điôt D_1 chặn lại. Máy biến áp xung làm nhiệm vụ cách ly. Điôt D_3 cho phép đoạn xung dương của tín hiệu đã khuếch đại được đưa vào cổng và catốt của tiristo. D_2 làm đường thoát cho dòng điện cảm trong dây quấn sơ cấp của máy biến áp. Điều này sẽ bảo vệ tranzito khỏi $L.di/dt$ lớn.

Dòng anốt của tiristo đạt tới dòng điện chốt sau vài chu kỳ. Do đó với phụ tải cảm đòi hỏi xung dài để mỗi tiristo một cách chắc chắn. Vì mục đích



Hình 12.13. Nối mạch mỗi và máy biến áp xung

này xung mỗi được dẫn qua tụ điện song song với R_2 . Để tránh bão hòa lõi thép của máy biến áp xung do dòng một chiều tạo nên, thời hạn xung từ 50 đến 100 μs .

Thông thường mạch bộ biến đổi có tải cảm, dòng điện tải trở nên gián đoạn trong một khoảng dẫn và do đó cần mỗi lại tiristo. Tương tự trong chu kỳ dẫn mỗi tiristo, tùy theo dòng điện tải, chúng biến thiên theo hệ số tải.

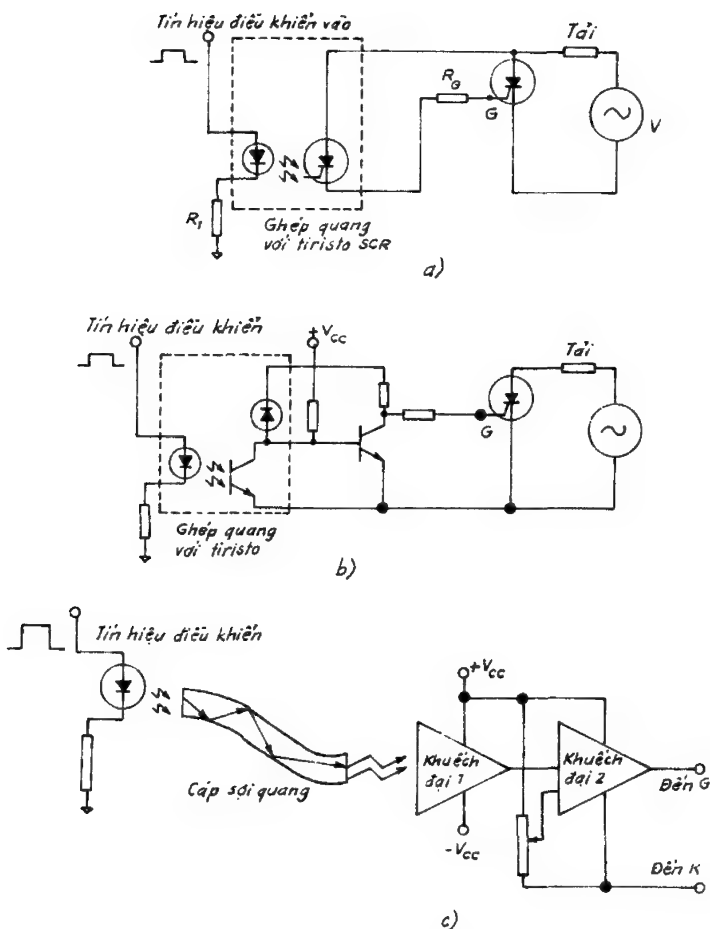
Do vậy để mỗi chắc chắn, tín hiệu mỗi liên tục đưa vào cực điều khiển nhưng sẽ làm tăng tổn hao và giảm khả năng chịu điện áp ngược. Nếu cấp một chùm xung tần số cao (10 kHz) trong khoảng dẫn tiristo sẽ chuyển mạch chắc chắn. Hình 12.13b trình bày mạch điện trong đó xung dương hay chữ nhật từ bộ dao động đặt vào cổng AND. Các xung này chỉ đến bazơ của tranzito khi tín hiệu mỗi ở mức cao. Tranzito tác động như một khóa chuyển mạch cấp điện vào dây quấn sơ cấp máy biến áp xung ứng với mỗi xung. Các xung này được khuếch đại có độ lớn bị hạn chế bởi điện trở giới hạn nguồn.

Do dòng điện có tính chất điện cảm, xung âm cũng cảm ứng trong thứ cấp máy biến áp. Xung này bị diốt D_2 chặn. Do vậy chỉ có các xung dương sau khi đã khuếch đại đưa vào G-K của tiristo.

Hình 12.14a trình bày mạch cách ly sử dụng IC ghép quang. Các LED và tiristo quang được chế tạo trên một chip IC. Khi có tín hiệu điều khiển, LED dẫn và phát sáng làm cho tiristo quang chuyển sang chế độ dẫn và mở tiristo chính.

Hình 12.14b trình bày mạch cách ly bằng IC ghép quang trong đó có sử dụng tranzito quang. Vì đầu ra của tranzito quang không mỗi được tiristo, cần sử dụng thêm tranzito BJT làm nhiệm vụ khuếch đại. Mạch này đòi hỏi cách ly về điện nguồn một chiều với từng tiristo.

Hình 12.14c trình bày mạch mỗi bằng sợi quang đảm bảo cách ly tốt về điện. Trong trường hợp bộ ghép quang, cả LED và tranzito quang được chế tạo trong cùng một chip. Vì thể diện dung giữa chúng phải càng nhỏ càng tốt để tránh mỗi lại khi thiết bị công suất dẫn hay khóa. Ví dụ tranzito công suất, MOSFET, IGBT vì du/dt lớn có thể mỗi lại. Để tránh vấn đề này có thể sử dụng sợi quang.



Hình 12.14. Cách ly bằng mạch quang

Ví dụ 12.6

Thiết kế máy biến áp xung cho tiristo. Các yêu cầu trong trường hợp xấu nhất của tiristo như sau : $I_{Gmin} = 100 \text{ mA}$, $V_{Gmin} = 2,5 \text{ V}$ ở 65°C .

Tín hiệu điều khiển là đầu ra của cổng AND (IC7408). Cổng kiểu TTL có :

Dòng điện ra và điện áp ở mức logic 1 : $I_{OH} = 0,4 \text{ mA}$, $V_{OH} = 2,4 \text{ V}$

Dòng điện ra và điện áp ở mức logic 0 : $I_{OL} = 16 \text{ mA}$, $V_{OL} = 0,4 \text{ V}$.

Giải :

Những yêu cầu về dòng điện cổng của tiristo rất quan trọng đối với việc tính toán thiết kế. Ta mong muốn dòng điện của máy biến áp xung $I_2 = 100 \text{ mA}$, chọn tỷ số biến đổi 2:1. Dòng sơ cấp của máy biến áp là I_1 :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{2}{1}, \text{ suy ra } I_1 = \frac{100}{2} = 50 \text{ mA}$$

Dòng điện ra cực đại của IC TTL là 0,4 mA ở mức logic 1. Bỏ qua V_{BE} rất nhỏ khi chuyển mạch tranzito, suy ra :

$$R_B \geq \frac{V_{OH}}{I_{OH}} = \frac{2,4}{0,4 \cdot 10^{-3}} = 6 \text{ k}\Omega, \text{ chọn } R_B = 6,8 \text{ k}\Omega.$$

Có thể chọn tranzito chuyển mạch BC107, BC148, BEL100N, 2N222...

Chọn tranzito BEL100N có :

$V_{CBO} = 60V_{\max}$, $I_C = 500 \text{ mA}_{\max}$, h_{fe} (ở $I_C = 150 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1 \text{ V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$) bằng từ 50 đến 280.

Vì yêu cầu dòng sơ cấp máy biến áp xung $I_1 = I_C = 50 \text{ mA}$, giá trị R_1 giới hạn dòng điện còlectơ ;

$$R_1 = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{12}{50 \cdot 10^{-3}} = 240 \text{ }\Omega, \text{ chọn } R_1 = 220 \text{ }\Omega.$$

Công suất tiêu tán trên điện trở $I_C^2 R_1 = (5 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 220 = 0,65 \text{ W}$, nghĩa là điện trở 220 Ω , 1 W chọn đúng.

12.5. MẠCH ĐIỀU KHIỂN CÁC LINH KIỆN CÔNG CHUYỂN MẠCH

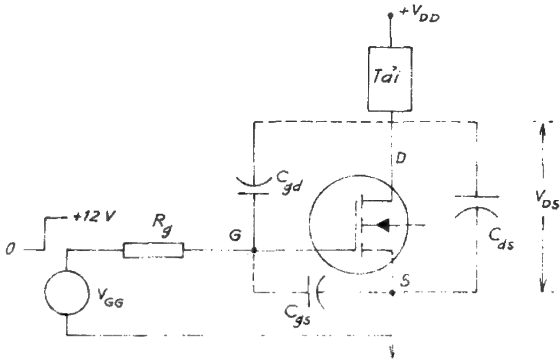
Các linh kiện điện tử công suất họ tranzito có đặc tính mỗi khác với tiristo. Đối với tiristo, một khi đã mở nó vẫn tiếp tục mở và chỉ bị khóa khi dòng điện dưới mức duy trì. Đối với tranzito và các linh kiện công chuyển mạch, để duy trì trạng thái dẫn cần tiếp tục đặt tín hiệu một chiều lên bazơ hoặc cổng của chúng. BJT là linh kiện điều khiển dòng, còn MOSFET, IGBT điều khiển áp. GTO giống tiristo khi dẫn, còn khi khóa hoàn toàn khác với tiristo.

Đối với BJT, hệ số khuếch đại dòng thấp ($\beta = 5 \div 10$), do đó công suất mạch mỗi phải vào khoảng 20% mạch công suất. Đối với MOSFET, vì có trở kháng vào rất lớn, yêu cầu mạch điều khiển có công suất rất nhỏ.

12.5.1. MẠCH MỖI MOSFET CÔNG SUẤT

Đặc tính vào của MOSFET khác với tranzito lưỡng cực. Cổng được cách ly về điện với nguồn bằng lớp oxit silic. Một cách lý tưởng khi đặt điện áp một chiều không có dòng điện cổng. Tuy nhiên dòng điện rò cỡ $10^{-10}A$ để duy trì điện áp cổng trong suốt chu kỳ chuyển trạng thái (dẫn–khóa và khóa–dẫn). Vì vậy một dòng điện nhỏ đủ để nạp và phóng tụ điện. Tuy nhiên dung kháng và tổng trở nguồn xác định tốc độ chuyển mạch.

Hình 12.15 là sơ đồ MOSFET kênh N. Nếu điện áp cổng giảm tới không để khóa điện thế của D tăng tới điện áp nguồn V_{DD} và tụ C_{gd} được nạp tới V_{DD} (ví dụ 100 V) qua điện trở R_g nhỏ như ở hình 12.16a. Bây giờ nếu đặt vào tín hiệu cổng cao hơn ngưỡng, linh kiện sẽ dẫn và đầu D sẽ có điện thế đất vì điện áp máng–nguồn bằng không. Điện áp V_{DS} giảm xuống sẽ tạo nên



Hình 12.15. MOSFET kênh N

dòng điện hồi tiếp $i = C_{gd}.dV_{DS}/dt$ qua C_{gd} tới cổng (hình 12.16b). Cơ chế hồi tiếp này gọi là hiệu ứng Miller. Như vậy yêu cầu của mạch điều khiển cổng là :

- Có khả năng nạp và phóng C_{gs}
- Do điện áp cổng–máng giảm mạnh.

Mặc dù C_{gs} là thông số quan trọng nhưng C_{gd} còn quan trọng hơn do hiệu ứng Miller.

Vì điện trở nguồn R_g mắc nối tiếp với C_{gs} và C_{gd} thời gian dẫn và thời

gian khóa chịu ảnh hưởng của điện trở này. Hai chu kỳ có thể được điều khiển độc lập nhau như ở hình 12.17. Tương tự tín hiệu điều khiển hai cực tính cho phép dẫn và khóa nhanh.

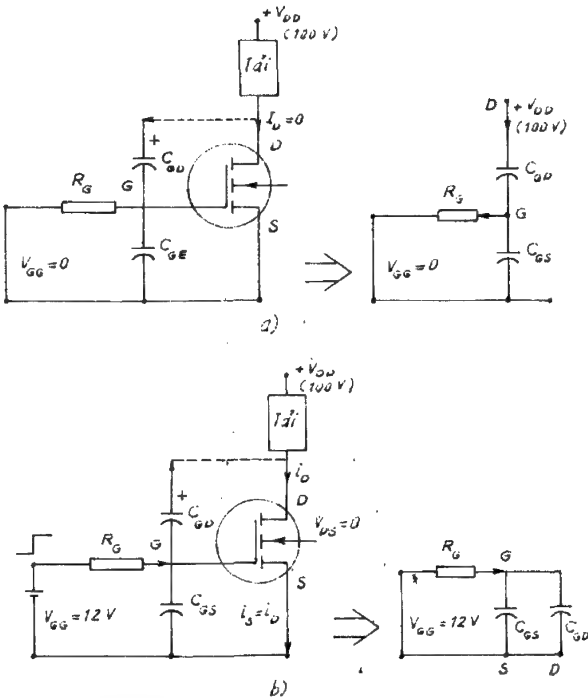
Các mạch logic số (TTL hoặc CMOS) được sử dụng để điều khiển MOSFET một cách trực tiếp (hình 12.18).

Vì CMOS có nguồn dòng và dòng điện hạn chế (2 và 4 mA với $V_{DD} = 12\text{ V}$), thời gian tăng trưởng và suy giảm do hiệu ứng Miller có hạn. Tuy nhiên IC CMOS có thể trực tiếp nối với điện áp đòi hỏi. Với linh kiện TTL, điện áp ra vào khoảng 3,5 V (khi $V_{CC} = 5\text{ V}$). Điện áp

3,5 V có thể không đủ đưa MOSFET vào trạng thái dẫn. Tuy nhiên TTL có khả năng tốt hơn CMOS, làm giảm thời gian dẫn và thời gian khóa.

Như vậy giá trị điện áp ra có thể tăng lên do TTL có collector hở mạch với điện trở nối với nguồn +10 tới +15 V riêng biệt. Nó có thể đảm bảo khóa nhanh khi đầu ra của TTL có mức logic 0 như ở hình 12.18. Hơn nữa sơ đồ này đảm bảo điện áp cổng 10 đến 15 V để thông MOSFET hoàn toàn. Tuy nhiên quá trình thông không được nhanh như khi khóa, bởi vì điện trở nạp của tụ điện C_{gs} .

Hình 12.18a là mạch điều khiển bằng IC CMOS. Điện áp ra của CMOS (+10 và +15 V) đủ để điều khiển MOSFET. Để tăng khả năng



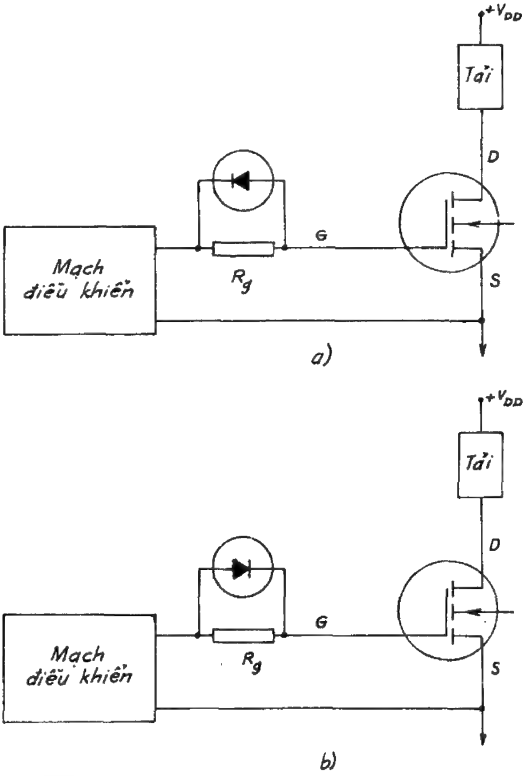
Hình 12.16. Điện áp tại D.
a) Khi khóa ; b) Khi dẫn

mỗi ta có thể sử dụng mạch đệm CMOS bằng IC CD4049 và CD1450. Chúng có tác dụng làm tăng tốc độ chuyển mạch và có thể nối song song để khóa nhanh.

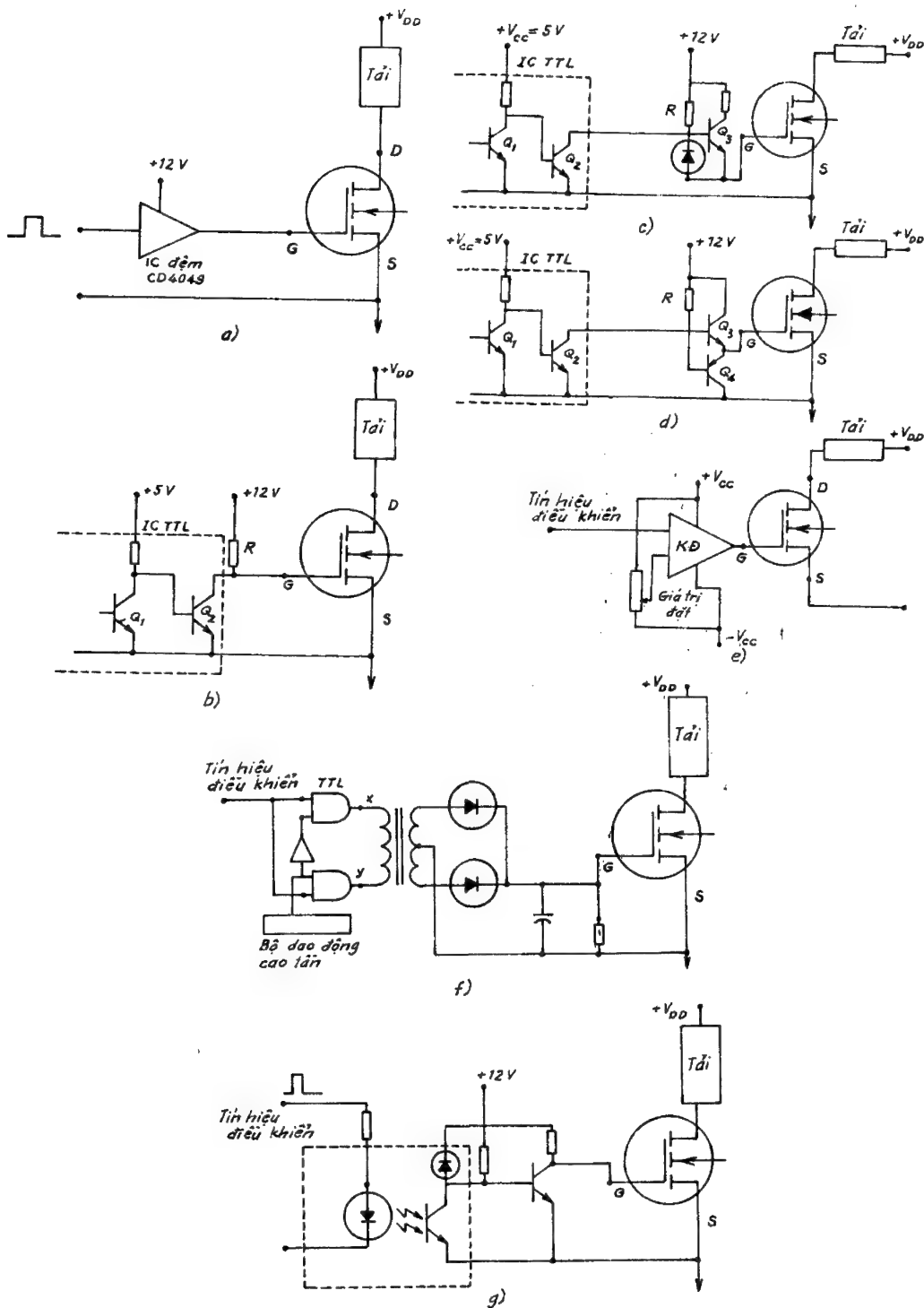
Hình 12.18b là sơ đồ nối mạch mỗi TTL-côlectơ hở mạch. Đầu ra của TTL có trở kháng nhỏ. Mạch này cho phép khóa nhanh và đảm bảo điện áp đủ để thông MOSFET hoàn toàn.

Hình 12.18c là sơ đồ thông nhanh để giảm công suất tiêu tán của TTL. Khi đầu ra của TTL có mức logic 1, tranzito Q_2 dẫn. Điện ra (catốt của diốt và bazơ Q_2) có thể đất, do vậy Q_3 ở trạng thái khóa. Với tổn hao công suất rất nhỏ khi điện trở R lớn và có tác dụng như điện trở bazơ của Q_3 .

Tương tự khi đầu ra của TTL có mức logic 1, Q_3 dẫn do có điện áp cao ở bazơ và diốt bị phân cực ngược. Điện áp cao (khoảng 12 V) đạt tới cổng của MOSFET. Vì Q_3 dẫn tạo nên trở kháng nguồn thấp hơn R (vẫn như trường hợp ở hình 12.18b). Như vậy khả năng nguồn tăng lên, làm cho linh kiện thông nhanh. Chu kỳ khóa phụ thuộc vào sự dẫn của đầu ra TTL hoặc tranzito Q_2 (bằng cách nối song song điện dung đầu vào cổng của MOSFET với đất). Đối với các họ TTL khác nhau, ví mạch 74AC00 có tính năng tốt nhất đối với việc mở MOSFET. Dòng nguồn vào khoảng 24 mA, thời gian trễ 7 ns.



Hình 12.17. Mạch điều khiển độc lập



Hình 12.18. Mạch điều khiển MOSFET bằng CMOS và TTL

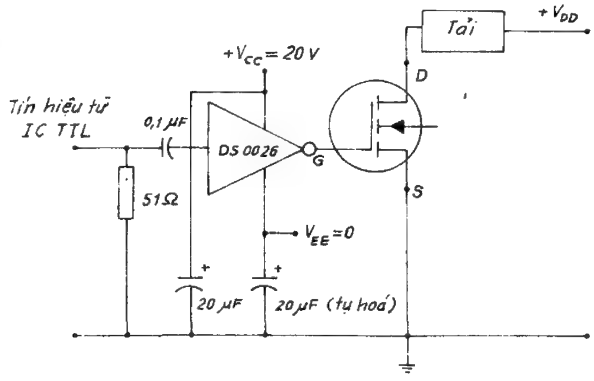
Chỉ có mạch Schottky (74S00) và Schottky thấp (74LS00) có thời gian trễ nhỏ hơn (4 ns) nhưng dòng điện nguồn khá thấp.

Hình 12.18d là sơ đồ mạch TTL còlectơ–hở mạch, mạch lập êmitơ bù (kiểu đẩy–kéo). Mạch này có dòng điện nguồn thấp hơn do vậy khóa rất nhanh (tốc độ chuyển mạch tăng), bằng cách sử dụng tranzito Q_4 để chốt cổng với đất. Cả Q_3 và Q_4 hoạt động như mạch lập êmitơ. Vì chúng không ở chế độ bão hòa, thời gian lưu trữ không ảnh hưởng đáng kể đến giới hạn tần số chuyển mạch của mạch điều khiển.

Hình 12.18e là sơ đồ điều khiển hai cực, trong thời kỳ thông và khóa, tín hiệu điều khiển dao động giữa $+V_{CC}$ tới $-V_{CC}$. Mạch điều khiển này dùng cho các ứng dụng chuyển mạch nhanh. Trong trường hợp này thời gian thông và khóa rất nhỏ, cấu hình mạch tương tự mạch lập êmitơ bù. Ở đây khả năng nguồn tăng lên do trở kháng đầu ra của khuếch đại thuật toán thấp. Do điện áp âm $-V_{CC}$, điện dung đầu vào của MOSFET phóng nhanh, do đó thời gian khóa giảm đi.

Hình 12.18f là sơ đồ mạch điều khiển có máy biến áp vào. máy biến áp xung đóng vai trò cách ly để MOSFET được điều khiển ở các mức điện áp khác nhau, hoặc để điều khiển MOSFET kênh N nối đất hoặc tải lặp lại nguồn. Kích thước của máy biến áp giảm đáng kể khi làm việc ở tần số cao ($> 100\text{ kHz}$). Vì dòng điện, do đó công suất yêu cầu đối với mạch điều khiển ở trạng thái xác lập rất nhỏ (cỡ vài μW), mạch điều khiển phân tách và không đòi hỏi nguồn một chiều độc lập bổ sung.

Tuy nhiên ở điều kiện động, trong quá trình chuyển trạng thái thông và khóa có đòi hỏi dòng điện lớn để chuyển mạch nhanh. Một yếu tố hạn chế khác là khả năng chuyển mạch của điôt. Điôt Schottky có thể được sử dụng vì có



Hình 12.19. Mạch DS0026 điều khiển MOSFET

thời gian khóa rất ngắn (khoảng $0,23 \mu s$). Tín hiệu tần số mang đạt tới cổng logic khi tín hiệu điều khiển ở mức cao. Điện áp ra của các cổng logic luân phiên ở mức cao và thấp, do vậy dòng điện sơ cấp của máy biến áp có chiều từ x sang y và ngược lại. Trong dây quấn thứ cấp xuất hiện điện áp xoay chiều được chỉnh lưu và lọc. Cuối cùng điện áp một chiều này được sử dụng để điều khiển cổng MOSFET. Mỗi đây, thay cho máy biến áp xung, máy biến áp không lõi loại phẳng, kích thước rất nhỏ, vào khoảng 1 cm^2 được sản xuất theo bảng mạch in đã được sử dụng ở tần số 1 MHz .

Hình 12.18g là sơ đồ mạch cách ly ghép quang. Mạch này tương tự mạch đã đề cập dùng cho tiristo.

Hiện nay nhiều mạch điều khiển tích hợp sẵn đã được sử dụng. Hình 12.19 là sơ đồ mạch đồng hồ DS0026 hoặc MMH0026 được thiết kế cho các tải điện dung lớn. Mạch này có dòng điện đỉnh ra là $\pm 1,5 \text{ A}$, thời gian trễ 15 ns và tương thích với linh kiện 54/74 TTL.

12.5.2. NHỮNG LƯU Ý KHI THIẾT KẾ MẠCH ĐIỀU KHIỂN MOSFET

Thông thường các nhà chế tạo không quy định các điện dung (trên hình 12.15) mà chỉ cho tỷ số điện dung đầu vào, đầu ra và nghịch đảo.

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \text{ khi } C_{ds} \text{ ngắn mạch} \quad (12.28)$$

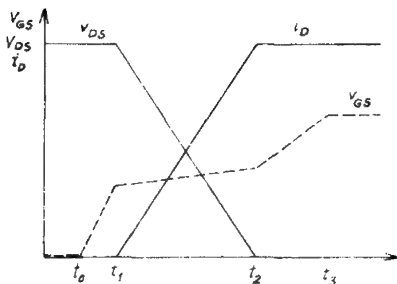
$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \text{ khi } C_{gs} \text{ ngắn mạch} \quad (12.29)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (12.30)$$

Tốc độ chuyển mạch của linh kiện phụ thuộc nhiều vào C_{rss} (hoặc C_{gd}) và trở kháng nguồn điều khiển. Tuy nhiên có hai lưu ý cần ước lượng chính xác thời gian chuyển mạch.

Đầu tiên giá trị của C_{iss} biến thiên theo V_{DS} , đặc biệt biến thiên nhiều ở mức điện áp máng thấp. Hằng số thời gian chuyển mạch RC được xác định bằng C_{iss} và sự biến thiên trở kháng mạch điều khiển trong quá trình chuyển mạch.

Lưu ý thứ hai là hiệu ứng Miller. Quá trình chuyển mạch có thể được chia thành ba giai đoạn như ở hình 12.20. Các yêu cầu với ba giai đoạn này như sau :



Hình 12.20. Đặc tính chuyển mạch lý tưởng của MOSFET tải thuần trở

$$\begin{aligned}
 i_G &= C_{iss} \cdot V_{GS(Th)} / (t_1 - t_0) \text{ f với } t_0 \leq t \leq t_1 \\
 &= C_{iss} \{ (V_{DD} - V_{DS(on)}) \} / (t_2 - t_1) \text{ với } t_1 \leq t \leq t_2 \quad (12.31) \\
 &= C_{iss} \{ (V_{GS(on)} - V_{GS(Th)}) \} / (t_3 - t_2) \text{ với } t_2 \leq t \leq t_3
 \end{aligned}$$

Giá trị các điện dung xin tham khảo ở catalog nhà chế tạo.

Đối với hai giai đoạn đầu tiên, C_{iss} và C_{rss} có thể được giả thiết tương ứng với $V_{DS} = \frac{1}{2} V_{DD}$. Ở giai đoạn thứ ba giả thiết C_{iss} tương ứng với $V_{DS} = V_{DS(on)}$. Điện trở cổng có giá trị nhỏ (công suất khoảng $5 \div 20$ W) được sử dụng cho mạch có tốc độ chuyển mạch cao. Vì điện cảm của dây nối từ mạch điều khiển đến chip và điện dung cổng tạo nên dao động của dòng điện vào cổng như mạch RLC nối tiếp tắt dần.

Nếu không có điện trở cổng, dao động sẽ không tắt và tạo nên điện áp cổng V_{GS} bằng hai lần điện áp V_{GG} . Khi chip điều khiển có điện áp $V_{GG} = 12$ V, V_{GS} có thể là 24 V, tuy nhiên nó có thể bị phá hủy bởi vì điện áp cực đại V_{GS} thường là 20 V.

Việc nối từ mạch điều khiển tới MOSFET có thể được thực hiện bằng điện cảm tập trung có giá trị :

$$L_p = \mu_0 \frac{l \cdot d}{W} \quad (12.32)$$

ở đây $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m ; l là chiều dài ; W là chiều rộng ; d là khoảng cách từ điện cảm đến mặt đất. Ví dụ $l = 2$ cm, $W = 0,1$ cm, $d = 0,16$ cm có $L_p = 40$ nH.

Hệ số tắt :

$$\zeta = \frac{R}{2\sqrt{L_p/C_g}} \quad (12.33)$$

Điện dung vào $C_g = 1\text{nF}$, tần số cộng hưởng của mạch $2\sqrt{L_T/C_g}$ bằng 25 MHz. Đáp ứng nhanh nhất của mạch không quá điều chỉnh với hệ số tắt tới hạn $\zeta = 1$.

$$R = 2\sqrt{\frac{L_p}{C_g}} = 2\sqrt{\frac{40 \cdot 10^{-9}}{1 \cdot 10^{-9}}} = 12,6 \, \Omega \quad (12.34)$$

Giá trị điện trở cổng lớn có thể làm suy giảm dao động hiệu quả, nhưng đồng thời làm chậm tốc độ chuyển mạch. Vì đa số các chip làm việc ở điện áp nguồn 12 V, tiêu thụ dòng 1 A trong quá trình chuyển mạch, do vậy 12 V là giá trị thích hợp làm suy giảm dao động. Tuy nhiên đáp ứng của mạch điều khiển sẽ nhanh hơn nếu mạch cản dịu ít. Do vậy nếu độ vượt nhỏ (dưới 10%), ứng với $\zeta = 0,6$ ta có :

$$\zeta = 0,6 = \frac{R}{2\sqrt{L_p/C_g}} \text{ hoặc } R = 7,56 \, \Omega \quad (12.35)$$

Thông thường chọn điện trở $R = 10 \, \Omega$ là thích hợp.

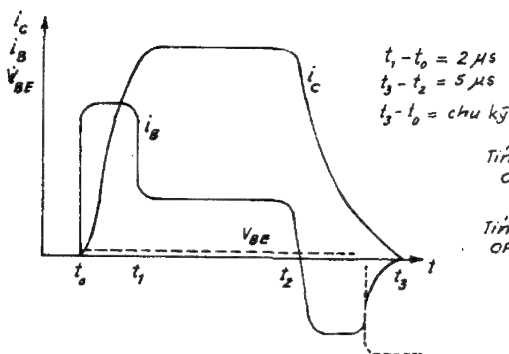
12.5.3. MẠCH ĐIỀU KHIỂN IGBT

Về cơ bản IGBT là BJT công suất được điều khiển bằng MOSFET, do vậy có cùng mạch điều khiển như MOSFET.

12.5.4. MẠCH ĐIỀU KHIỂN BAZƠ TRANZITO

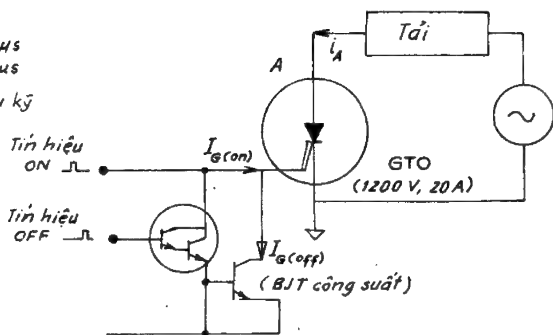
Mạch điều khiển bazơ được cải tiến tăng độ tin cậy bằng cách giảm thời gian chuyển mạch, do đó giảm tổn hao chuyển mạch và cho phép thiết bị hoạt động ở chế độ chắc chắn hơn. Dạng sóng dòng điện và điện áp bazơ lý tưởng được cho trên hình 12.21.

Đầu tiên dòng điện xung lớn hơn giá trị dòng điện mở bình thường làm cho BJT về trạng thái dẫn một cách nhanh chóng, làm giảm thời gian chuyển mạch. Tương tự thời gian khóa cũng được giảm đi bằng cách đưa xung âm hoặc dòng điện ngược.

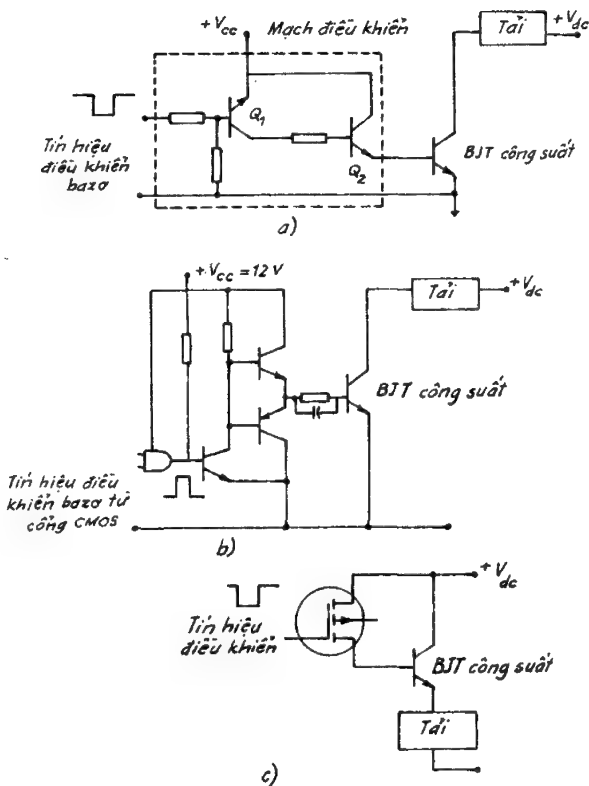


Hình 12.21. Dòng điện và điện áp bazơ cần thiết cho BJT

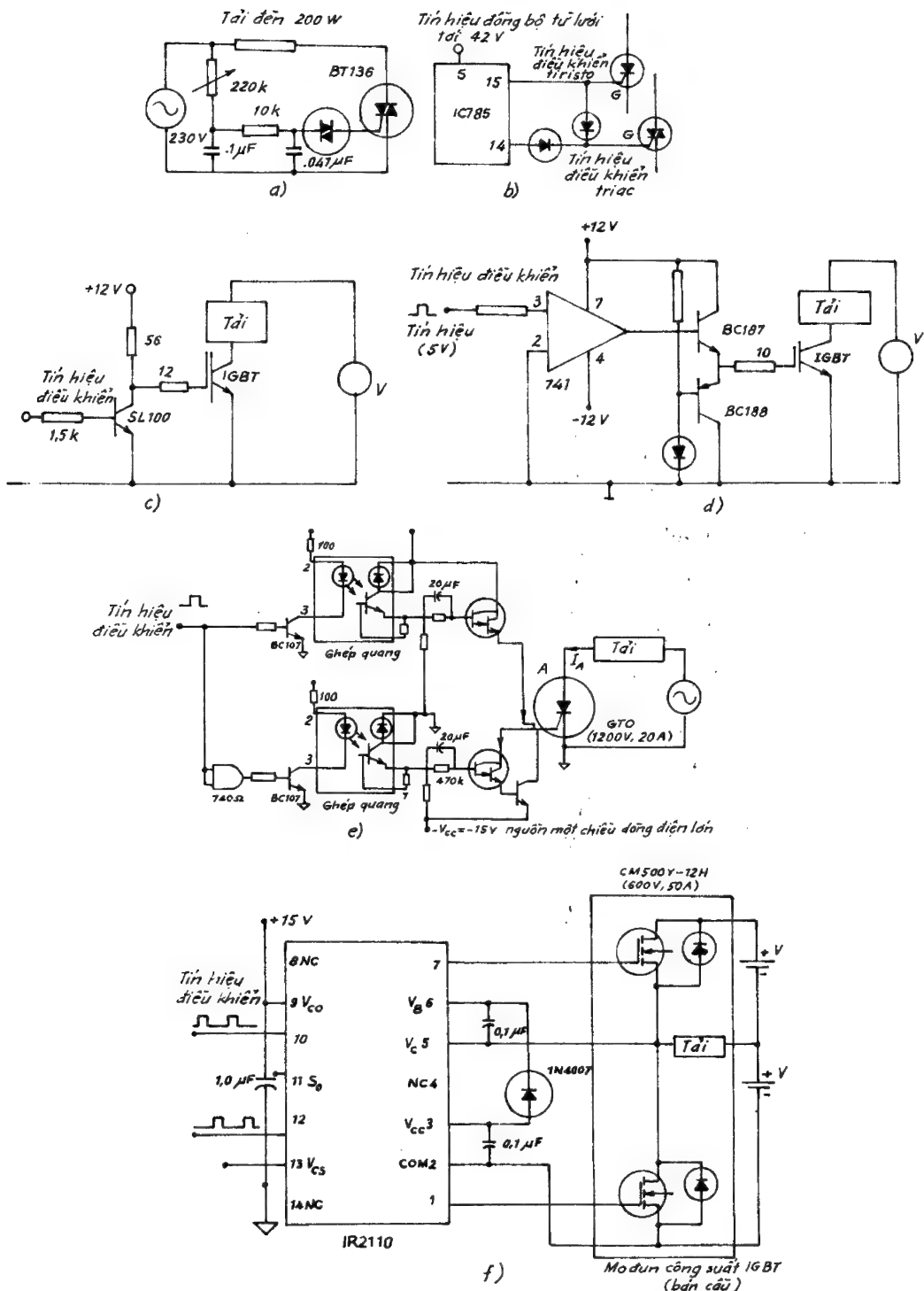
Vì có dòng điện lớn, nguồn dùng cho mạch điều khiển BJT cũng phải có công suất lớn, gây khó khăn khi êmitơ không nối đất (hoặc ở điện áp cố định). Khi BJT nối theo sơ đồ cầu hoặc tải được nối giữa êmitơ và đất, đầu cực êmitơ có thể thay đổi. Điện thế này thay đổi từ không tới điện áp nguồn và từ điện áp nguồn tới không khi BJT bị khóa và thông. Hình 12.22 trình bày một số sơ đồ mạch điều khiển BJT công suất. Tín hiệu vào được khuếch đại bằng tranzito PNP (hình 12.22a) dòng I_C của nó điều khiển BJT chính.



Hình 12.22. Mạch điều khiển GTO



Hình 12.23. Mạch điều khiển bazơ của BJT công suất



Hình 12.24. Một số mạch điều khiển thực tế

Về cơ bản đó là mạch Darlington. Hình 12.22b là sơ đồ mạch điều khiển tranzito cực totem làm giảm công suất tiêu tán trên mạch điều khiển bazơ. Mặc dù mạch hoạt động với nguồn một cực tính với OV thay cho $-V_{CC}$, điện áp âm làm tăng thời gian chuyển mạch. Hình 12.22c là sơ đồ điều khiển bazơ MOSFET kênh p. Tranzito đơn cực BJT được điều khiển bằng cả điện áp một cực tính cũng như hai cực tính. Điện áp đánh thủng V_{cbo} là điện áp âm cực đại. Thông thường người ta sử dụng điện áp -6 đến -8 V, do đó có thể chọn ± 6 hoặc $+12$ hoặc $+12$ và -6 V.

12.5.5. MẠCH ĐIỀU KHIỂN GTO

Mạch điều khiển tiristo khóa bằng cực điều khiển GTO tương tự mạch điều khiển tranzito đã trình bày ở mục trên. Quá trình thiết kế tương tự ngoại trừ mạch chống bão hòa (BJT ở chế độ đẩy-kéo) và không cần mạch trở kháng bazơ-êmitơ nhỏ.

Mạch khóa cổng có điện cảm tối thiểu để làm giảm di/dt, rút ngắn thời gian khóa và giảm hệ số khuếch đại khi khóa (bảng 1). Vì vậy dòng điện ngược ở cổng phải có cùng giá trị như dòng anôt. Có thể đạt được hệ số khuếch đại cao khi khóa (trên 20) và tổn hao chuyển mạch thấp khi dòng điện chuyển mạch ngược thấp (di/dt thấp).

12.6. MỘT SỐ MẠCH ĐIỀU KHIỂN THỰC TẾ

Các mạch điều khiển hiện hành phụ thuộc nhiều vào kiểu cũng như công suất của linh kiện bán dẫn công suất. Tuy nhiên cấu trúc cơ bản của mạch không thay đổi ở hình 12.24 trình bày các sơ đồ mạch dùng cho các linh kiện khác nhau.

Hình 12.24a trình bày mạch mỗi bằng diac tính năng tốt hơn sơ đồ hình 12.9. Trong trường hợp này có thêm nhánh RC để có được góc chuyển mạch giống nhau trong cả hai nửa chu kỳ.

Hình 12.24b là sơ đồ có sẵn mạch IC785 để mỗi tiristo, triac.

Hình 12.24c là mạch đơn giản dùng cho cả MOSFET và IGBT, nó làm việc tốt với tần số chuyển mạch vài kHz.

Hình 12.24f sử dụng chip IR2110 để điều khiển IGBT của mạch nghịch lưu bán cầu.

12.7. NGUYÊN TẮC ĐIỀU KHIỂN

Trong thực tế người ta thường dùng hai nguyên tắc điều khiển : thẳng đứng tuyến tính và thẳng đứng "arccos" để thực hiện điều chỉnh vị trí xung trong nửa chu kỳ dương của điện áp đặt trên tiristo.

12.7.1. NGUYÊN TẮC ĐIỀU KHIỂN THẲNG ĐỨNG TUYẾN TÍNH

Nguyên tắc điều khiển thẳng đứng tuyến tính được thể hiện trên hình 12.24. Theo nguyên tắc này, người ta dùng hai điện áp :

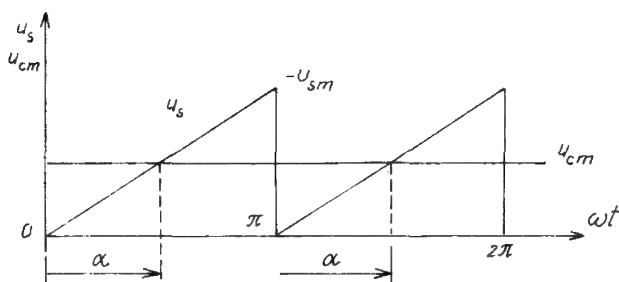
- Điện áp đồng bộ, ký hiệu là u_s , đồng bộ với điện áp đặt trên anôt-catôt của tiristo, thường đặt vào đầu đảo của khâu so sánh.
- Điện áp điều khiển, ký hiệu là u_{cm} (điện áp một chiều, có thể điều chỉnh được biên độ), thường đặt vào đầu không đảo của khâu so sánh.

Do vậy, hiệu điện thế đầu vào của khâu so sánh là :

$$u_d = u_{cm} - u_s$$

Mỗi khi $u_s = u_{cm}$ thì khâu so sánh lật trạng thái, ta nhận được "sườn xuống" của điện áp đầu ra của khâu so sánh. "Sườn xuống" này thông qua đa hài một trạng thái ổn định tạo ra một xung điều khiển.

Như vậy bằng cách làm biến đổi u_{cm} , ta có thể điều chỉnh được thời điểm xuất hiện xung ra, tức là điều chỉnh được góc α .



Hình 12.25. Nguyên tắc điều khiển thẳng đứng tuyến tính

Giữa α và u_{cm} có quan hệ sau :

$$a = \pi \cdot \frac{u_{cm}}{U_{sm}}$$

Người ta lấy $U_{cm.max} = U_{sm}$.

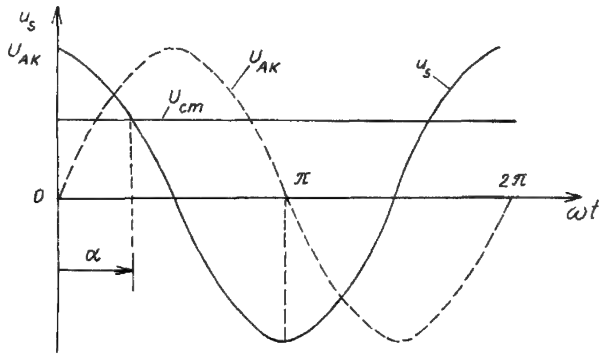
12.7.2. NGUYÊN TẮC ĐIỀU KHIỂN THẲNG ĐỨNG "ARCCOS"

Nguyên tắc điều khiển thẳng đứng "arccos" được thể hiện trên hình 12.26. Theo nguyên tắc này người ta dùng hai điện áp :

- Điện áp đồng bộ u_s , vượt trước $u_{AK} = U_m \sin \omega t$ của tiristo một góc bằng $\pi/2$:

$$u_s = U_m \cos \omega t$$

- Điện áp điều khiển u_{cm} là điện áp một chiều, có thể điều chỉnh được biên độ theo hai chiều (dương và âm).



Hình 12.26. Nguyên tắc điều khiển thẳng đứng "arccos"

Nếu đặt u_s vào cổng đảo và u_{cm} vào

cổng không đảo của khâu so sánh thì khi $u_s = u_{cm}$, ta sẽ nhận được một xung rất mạnh ở đầu ra của khâu so sánh khi khâu này lật trạng thái :

$$U_m \cos \alpha = u_{cm}$$

Do đó $\alpha = \arccos \left(\frac{u_{cm}}{U_m} \right)$

- khi $u_{cm} = U_m$ thì $\alpha = 0$
- khi $u_{cm} = 0$ thì $\alpha = \pi/2$
- khi $u_{cm} = -U_m$ thì $\alpha = \pi$.

Như vậy, khi điều chỉnh u_{cm} từ trị $u_{cm} = + U_m$ đến trị $u_{cm} = -U_m$, ta có thể điều chỉnh được góc α từ 0 đến π .

Nguyên tắc điều khiển thẳng đứng "arccos" được sử dụng trong các thiết bị chỉnh lưu đòi hỏi chất lượng cao.

Chương 13

GHÉP NỐI, LÀM MÁT, BẢO VỆ THIẾT BỊ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

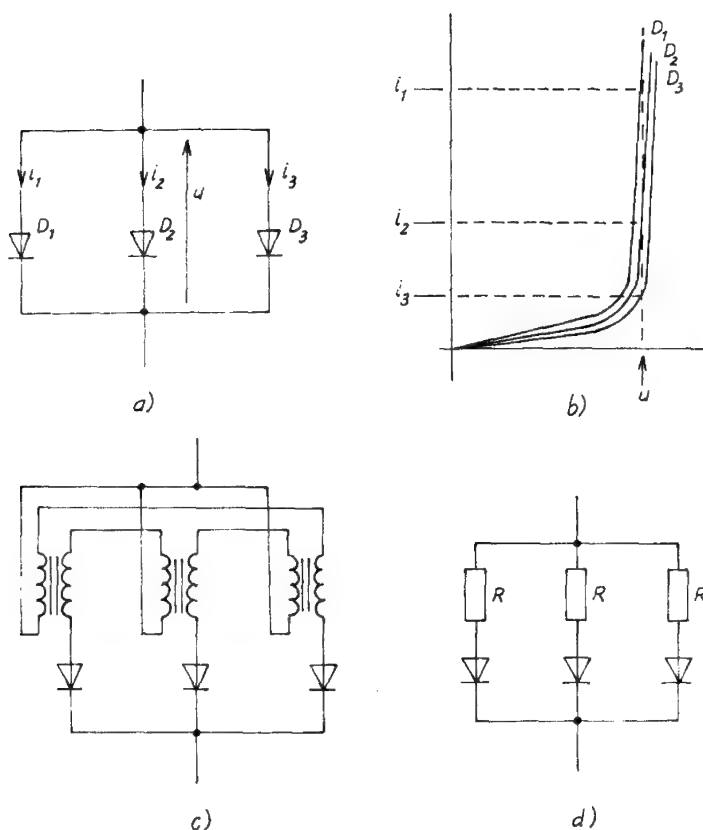
13.1. GHÉP SONG SONG CÁC LINH KIỆN BÁN DẪN CÔNG SUẤT

Trong thực tế sử dụng, khi dòng điện yêu cầu vượt quá trị số định mức của linh kiện điện công suất, ta phải nối song song các linh kiện. Do có sự sai khác về thông số của các linh kiện, nên khi ghép song song sự phân bố dòng điện trong từng linh kiện sẽ khác nhau. Ví dụ trên hình 13.1a có ba diốt với đặc tính vôn–ampe cho trên hình 13.1b ghép song song. Với cùng ngưỡng điện áp, sự phân bố dòng điện trong ba diốt rất khác nhau. Để đảm bảo dòng điện trong các diốt phân bố đều, có hai giải pháp :

- Sử dụng cuộn dây cân bằng (hình 13.1c). Chênh lệch dòng điện trong các nhánh song song làm xuất hiện điện áp cảm ứng trong từng dây quấn và tạo nên sự cân bằng sức điện động trong các nhánh. Giải pháp này làm tăng kích thước thiết bị và tốn kém.

- Thêm điện trở tạo nên điện áp rơi $R.I$ để khắc phục sự sai khác về đặc tính của các diốt làm việc song song. Phương án này đơn giản nhưng gây tổn hao công suất trên điện trở.

- Thông dụng nhất là lựa chọn cẩn thận thông số của các diốt làm việc song song, nghĩa là các diốt có đặc tính giống nhau khi làm việc không tải cũng như khi có tải. Thông thường phải chọn các diốt có thông số dòng điện không khác nhau quá 20%. Các diốt phải được giữ ở cùng một nhiệt độ vì đặc tính của chúng phụ thuộc vào nhiệt độ. Khi dòng điện tổng tới hàng ngàn ampe cần lưu ý đến vấn đề phức tạp nảy sinh khi ghép nối các linh kiện. Ta có thể lắp các diốt trên hai thanh cái và làm mát bằng dầu. Các diốt khi đó có cùng một nhiệt độ trung bình.



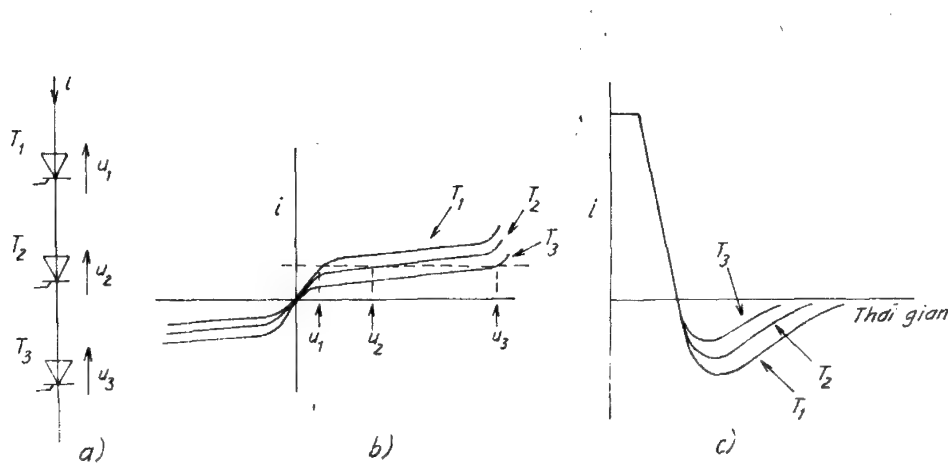
Hình 13.1. Phân bố dòng điện giữa các điôt nối song song.
a) Sơ đồ đơn giản ; b) Phân bố dòng điện trong trường hợp các điôt có đặc tính khác nhau ; c) Sử dụng cuộn cân bằng ; d) Nối tiếp điện trở với điôt

Nối song song các tiristo tạo nên nhiều vấn đề phức tạp hơn đối với nối điôt. Hợp lý nhất là sử dụng các tiristo cùng loại và có đặc tính ít chênh lệch nhất. Vấn đề phức tạp là sự hoạt động khi các tiristo dẫn điện. Khi một trong các tiristo dẫn, điện áp anôt-catôt của các tiristo khác bị giảm đi, do đó nếu xung mới tới các tiristo khác bị chậm hơn thì tiristo đó khó được mỗi. Để các tiristo được mỗi đồng thời, các xung điều khiển phải được xuất phát từ một nguồn và cùng dốc, càng kéo dài càng tốt. Xung dốc làm tiristo chuyển mạch nhanh, còn độ rộng xung lớn cho phép mở tiristo ngay cả khi điện áp anôt-catôt bị giảm thấp. Khi ghép nối song song các tiristo, nếu

dòng điện tải giảm đến ngưỡng quá thấp, có thể làm cho một hay nhiều tiristo bị khóa vì dòng điện của chúng nhỏ hơn dòng điện duy trì. Khi đó có thể làm cho một số tiristo khác bị quá tải. Để khắc phục hiện tượng này cần duy trì một chùm xung điều khiển trong thời gian dẫn của các tiristo.

13.2. GHÉP NỐI TIẾP CÁC LINH KIỆN BÁN DẪN CÔNG SUẤT

Khi yêu cầu điện áp ngược (và cả điện áp thuận) lớn, cần ghép nối tiếp nhiều linh kiện điện tử công suất để chúng chịu được điện áp này. Hình 13.2, minh họa những vấn đề xảy ra khi các tiristo có đặc tính khác nhau mắc nối tiếp. Khi bị khóa các tiristo có dòng điện rò khác nhau như ở hình 13.2b. Khi làm việc nối tiếp có cùng dòng điện ngược (dòng điện rò), sự phân bố điện áp ngược của các tiristo sẽ khác nhau, có thể phá hỏng một vài tiristo nếu điện áp ngược của nó lớn hơn điện áp ngược cho phép. Mặt khác khi khóa các tiristo dòng điện ngược phải đủ thời gian tiêu tán các điện tích trên lớp chuyển tiếp. Trên hình 13.2, khi các linh kiện ghép nối tiếp có thông số khác nhau, khi một tiristo đã ngừng dẫn, các linh kiện khác đang dẫn thì toàn điện áp thuận sẽ đặt lên linh kiện đã ngừng dẫn làm cho nó bị đánh thủng. Mắc điện trở R_1 có trị số lớn song song với các tiristo làm cho điện áp trên nó san bằng.



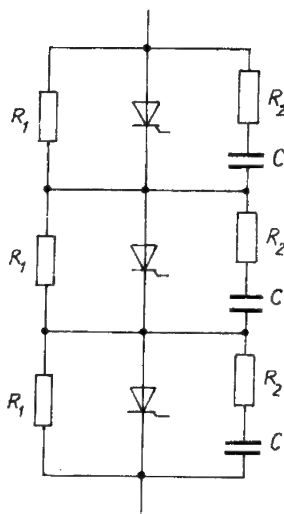
Hình 13.2. Phân bố điện áp trong sơ đồ mắc nối tiếp.

- a) Sơ đồ đơn giản ; b) Phân bố điện áp ở trạng thái khóa ;
- c) Minh họa sự khác nhau của quá trình phục hồi theo chiều ngược

Mắc tụ điện C song song với từng tiristo (hình 13.3) có thể san bằng các điện tích ở trạng thái bị khóa. Khi tiristo đầu tiên đang dẫn bị khóa, tụ điện nối song song với nó có điện áp ngược. Tụ điện được nạp và dòng điện này chỉ có thể khép mạch qua các tiristo khác đang dẫn, khiến chúng nhanh chóng trở về trạng thái khóa.

Tuy nhiên tụ C nối vào các cực A-K của các tiristo có thể gây nên vấn đề khi mới. Vì điện tích của tụ phóng qua tiristo với tốc độ di/dt quá lớn, có thể vượt quá giới hạn chịu đựng của các tiristo. Để hạn chế tốc độ di/dt, người ta mắc điện trở R_2 nối tiếp với tụ điện C. Tụ C cũng góp phần làm phân bố đều du/dt trên cả chuỗi các linh kiện ghép nối tiếp trong quá trình quá độ. Có thể mắc cuộn dây L để giảm tốc độ tăng dòng điện.

Các tiristo ghép nối tiếp phải được mở đồng thời. Điện áp điều khiển có thể sai khác hàng mili vôn, do đó cần nối mỗi cực mỗi với mạch mỗi thông qua máy biến áp xung có hệ số biến đổi thích hợp. Trường hợp chỉ có hai hoặc ba tiristo mắc nối tiếp, dùng máy biến áp thứ cấp cách ly thích hợp và kinh tế hơn. Chi tiết hơn về điều khiển các thiết bị điện tử công suất xin xem Chương 12.



Hình 13.3. San bằng điện áp trong sơ đồ mắc nối tiếp các tiristo

13.3. LÀM MÁT CÁC LINH KIỆN BÁN DẪN CÔNG SUẤT

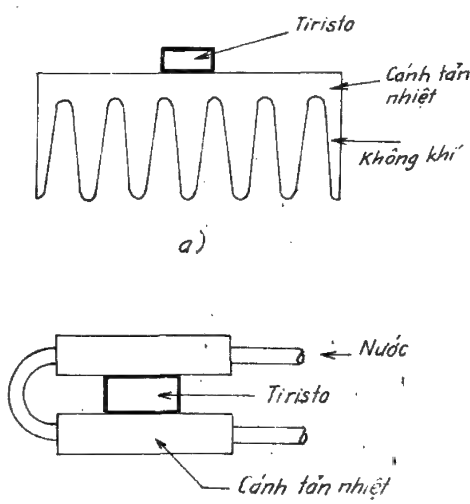
Khi làm việc, các thiết bị bán dẫn công suất có các tổn hao gây phát nóng thiết bị. Các nguyên nhân gây phát nóng gồm :

- Tổn hao công suất khi dẫn (theo chiều thuận). Tổn hao này bằng tích điện áp và dòng điện thuận. Đây là nguyên nhân chính gây phát nóng.
- Tổn hao do dòng điện rò ở trạng thái khóa.
- Tổn hao trong mạch điều khiển do năng lượng xung điều khiển gây ra. Thực tế tổn hao này rất nhỏ, có thể bỏ qua.

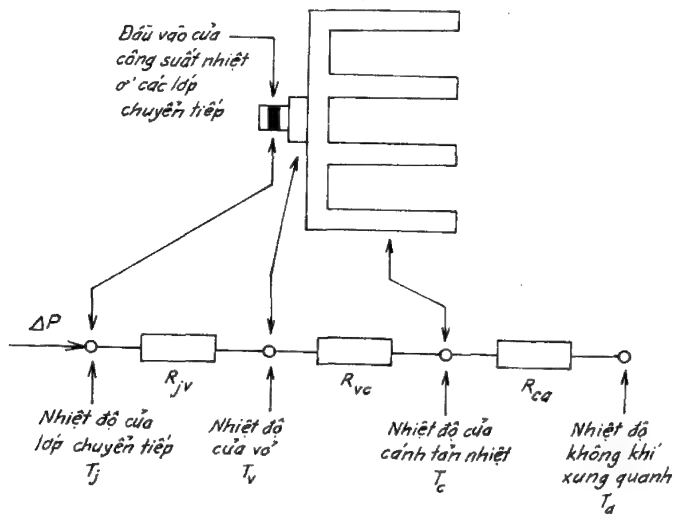
- Tổn hao chuyển mạch là tổn hao năng lượng quá độ từ trạng thái dẫn sang trạng thái khóa và ngược lại. Tổn hao chuyển mạch tỷ lệ với tần số và làm hạn chế tần số làm việc của thiết bị.

Các tổn hao phát sinh ra nhiệt làm thiết bị nóng lên và làm cho nhiệt độ thiết bị tăng đến trạng thái cân bằng với tản nhiệt.

Nhiệt lượng từ lớp chuyển tiếp bán dẫn truyền ra vỏ rồi truyền đến cánh tản nhiệt. Truyền nhiệt bằng bức xạ yếu vì nhiệt độ cho phép của vỏ tương đối thấp, do vậy tản nhiệt chủ yếu là bằng đối lưu giữa cánh tản nhiệt và không khí (hình 13.4a). Nếu đòi hỏi cánh tản nhiệt quá lớn hoặc tản nhiệt quá cao có thể dùng nước tuần hoàn để tản nhiệt (hình 13.4b) hoặc ngâm toàn bộ linh kiện bán dẫn công suất trong dầu máy biến áp.



Hình 13.4. a) Bộ tản nhiệt không khí; b) Bộ tản nhiệt bằng nước



Hình 13.5. Đường dẫn nhiệt và phân bố nhiệt độ

Mặt chuyển tiếp bán dẫn là nơi bị đốt nóng nhiều nhất, có nhiệt độ T_j , còn nhiệt độ lớn nhất cho phép của nó được ký hiệu là T_{jm} .

Đối với bán dẫn Si :

$$T_{jm} = 150^{\circ} - 200^{\circ}\text{C}$$

Đối với bán dẫn Ge :

$$T_{jm} = 80^{\circ} - 100^{\circ}\text{C}.$$

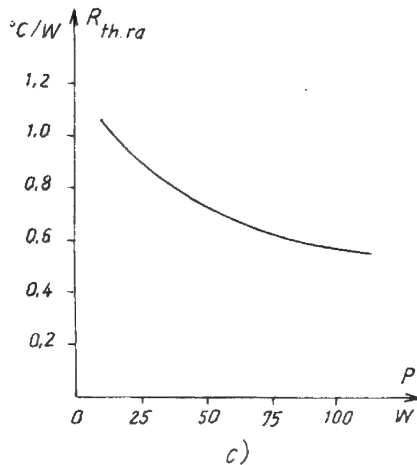
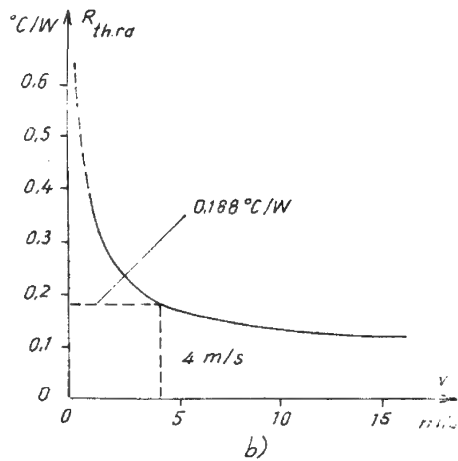
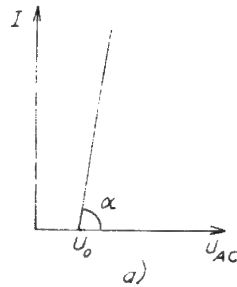
Gọi ΔP là tổn thất công suất trong linh kiện chủ yếu do tổn thất khi dẫn thuận. Để tính ΔP ta có thể sử dụng đặc tính vôn-ampe của linh kiện. Có thể làm gần đúng đặc tính vôn-ampe bằng đoạn thẳng ở hình 13.6a :

$$U_{AC} = U_0 + R_d i \quad (13.1)$$

R_d là điện trở động, $R_d = \text{ctg}\alpha$. Khi dòng điện qua linh kiện biến thiên theo chu kỳ, có thể tính công suất :

$$\begin{aligned} \Delta P &= \frac{1}{T} \int_0^T u_{AC} i dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (U_0 + R_d i) i dt = \\ &= U_0 I_0 + R_d I^2 \quad (13.2) \end{aligned}$$

trong đó U_0 , I_0 là điện áp, dòng điện trung bình ; I là dòng hiệu dụng trong linh kiện.



Hình 13.6.

Vì linh kiện bán dẫn công suất rất nhạy với nhiệt độ nên cần tính toán nhiệt và tìm các giải pháp làm mát thiết bị.

Sơ đồ nhiệt tương đương được cho trên hình 13.5, trong đó :

T_j - nhiệt độ chuyển tiếp bán dẫn ;

T_v - nhiệt độ vỏ linh kiện ;

T_c - nhiệt độ cánh tản nhiệt ;

T_a - nhiệt độ môi trường ;

R_{jv} - nhiệt trở giữa chuyển tiếp bán dẫn và vỏ ;

R_{vc} - nhiệt trở giữa vỏ và cánh tản nhiệt ;

R_{ca} - nhiệt trở giữa cánh tản nhiệt và môi trường.

Nhiệt được truyền từ vùng nóng sang vùng lạnh hơn. Công suất truyền nhiệt tỷ lệ thuận với độ chênh nhiệt độ và tỷ lệ nghịch với nhiệt trở R :

$$\Delta P = \frac{T_1 - T_2}{R} \quad (13.3)$$

Nhiệt trở tổng của mạch nối tiếp :

$$R = R_{jv} + R_{vc} + R_{ca} \quad (13.4)$$

Bài toán nhiệt của các linh kiện bán dẫn công suất thông dụng là : Cho biết T_{jm} , T_a , R , ΔP cần xác định các biện pháp làm mát.

Ví dụ 13.1

Cho $T_{jm} = 115^\circ\text{C}$, $R_{jv} = 0,24^\circ\text{C/W}$, $R_{vc} = 0,04^\circ\text{C/W}$, còn R_{ca} được cho trên hình 13.6, $\Delta P = 160 \text{ W}$, $T_a = 40^\circ\text{C}$.

Giải :

Ta tìm được nhiệt trở tổng :

$$R \leq \frac{T_j - T_a}{\Delta P} = \frac{115 - 40}{160} = 0,468^\circ\text{C/W}$$

Từ đó tìm được nhiệt trở giữa cánh tản nhiệt và môi trường là :

$$R_{ca} \leq R - (R_{jv} + R_{vc}) = 0,468 - (0,24 + 0,04) = 0,188^\circ\text{C/W}$$

Theo đường cong trên hình 13.6b, ta thấy được phải dùng quạt thổi không khí với tốc độ 4 m/s.

Ví dụ 13.2

Tổn hao công suất trong tiristo $\Delta P = 30$ W. Nhiệt trở giữa chuyển tiếp bán dẫn và cánh tản nhiệt $0,7^\circ\text{C/W}$. Nhiệt độ cực đại của chuyển tiếp $T_{jm} = 125^\circ\text{C}$. Nhiệt độ môi trường $T_a = 40^\circ\text{C}$. Tính nhiệt độ cánh tản nhiệt của linh kiện.

Giải :

Nhiệt trở tổng :

$$R = \frac{T_{jmin} - T_a}{\Delta P} = \frac{125 - 40}{30} = 2,83^\circ\text{C/W}$$

Nhiệt trở cánh tản nhiệt và môi trường :

$$R_{ca} = 2,83 - 0,7 = 2,13^\circ\text{C/W}$$

Nhiệt độ của cánh tản nhiệt :

$$T_c = T_a + R_{ca} \cdot \Delta P = 40 + 2,13 \cdot 30 = 104^\circ\text{C}.$$

Đường cong biểu diễn nhiệt trở cánh tản nhiệt và môi trường $R_{ca} = f(\Delta P, T_a)$ do các nhà chế tạo cung cấp cho trên hình 13.6c. Khi không được làm mát đúng mức, khả năng chịu dòng điện của các linh kiện bán dẫn công suất giảm đi rõ rệt. Ví dụ tiristo TL-200 có dòng 200 A nếu được quạt mát với tốc độ 12 m/s. Nếu chỉ dùng cánh tản nhiệt tiristo này chịu được dòng $(80 \div 100)\text{A}$, nếu không có cánh tản nhiệt chỉ chịu được dòng $(40 \div 50)\text{A}$.

Ví dụ 13.3

Quan hệ điện áp và dòng điện theo thời gian mở và thời gian khóa của một tranzito công suất được cho trên hình 13.7. Tính tổn hao công suất khi chuyển mạch và tổn hao công suất trung bình khi tần số chuyển mạch là 1 kHz.

Giải :

$$\text{Năng lượng tiêu tán bằng } \int_0^1 v \cdot i dt$$

Dòng côlectơ khi dẫn :

$$i_C = \frac{200}{80 \cdot 10^{-6}} \cdot t = 2,5 \cdot 10^6 t \text{ A}$$

Mặt khác :

$$i_C = 100 - \frac{100}{40} U_{CE}$$

biến thiên từ 0 đến 100 A.
trong đó :

$$U_{CE} = 40 - 10^6 t, \text{ ở đây}$$

$$t = 0 \text{ đến } t = 80 \cdot \frac{100}{200} = 40 \mu s.$$

Trong khoảng từ 40 đến 80 μs , $i_C > 100 \text{ A}$ và $U_{CE} = 0$, do đó tổn hao công suất trong đoạn này bằng không.

Năng lượng tổn hao khi khóa :

$$\int_0^{40 \mu s} (40 - 10^6 t) \cdot (2,5 \cdot 10^6) dt = 72 \text{ mJ}$$

Dòng i_C lúc khóa :

$$200 - \frac{200}{50 \cdot 10^{-6}} t = 200 - 4 \cdot 10^6 t \text{ A}$$

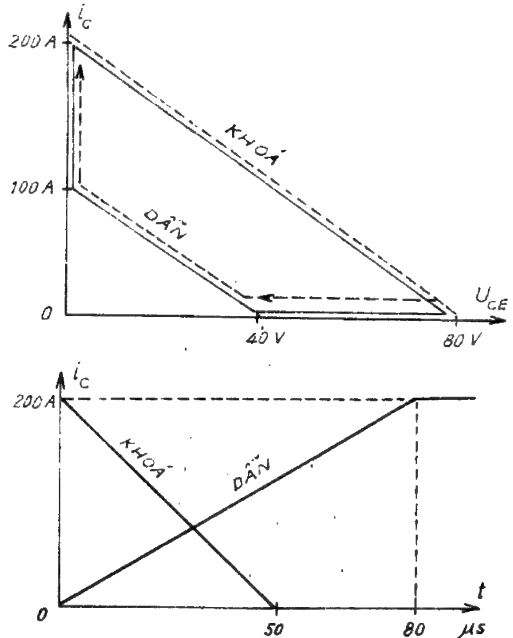
$$V_{CE} = 80 - \frac{80}{200} i_C = 1,6 \cdot 10^6 t \text{ V}$$

Năng lượng tổn hao khi khóa :

$$\int_0^{50} 1,6 \cdot 10^6 t [200 - (4 \cdot 10^6 t)] dt = 133 \text{ mJ}$$

Tổn hao trung bình ở tần số 1 kHz là :

$$(27 + 133) 10^{-3} \cdot 1000 = 160 \text{ W}.$$



Hình 13.7.

13.4. BẢO VỆ THIẾT BỊ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Các linh kiện điện tử công suất cần được bảo vệ chống quá dòng, quá điện áp và quá tốc độ biến thiên dòng điện di/dt , tốc độ biến thiên điện áp du/dt .

Trong các chương trên chúng ta đã tính các giá trị điện áp, dòng điện và tốc độ biến thiên của chúng mà các linh kiện bán dẫn công suất phải chịu đựng trong từng trường hợp cụ thể. Chương này sẽ đề cập đến các biện pháp bảo vệ các linh kiện này.

13.4.1. BẢO VỆ DÒNG ĐIỆN

Sự cố thường gây hư hỏng nhất cần chú ý bảo vệ là linh kiện bán dẫn công suất gây ngắn mạch nguồn cung cấp.

Ví dụ trên hình 13.8a, nguồn xoay chiều chứa một vài diốt bị ngắn mạch, còn trên hình 13.8b nguồn một chiều chứa diốt bị ngắn mạch phía tải. Trong cả hai trường hợp dòng điện sự cố chỉ bị hạn chế bởi tổng trở của nguồn. Trong mạch xoay chiều, dòng ngắn mạch có thể được xác định bởi phương trình :

$$i = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + I \cdot e^{-t/T} \quad (13.5)$$

trong đó U_m - trị cực đại của điện áp nguồn

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} - \text{tổng trở của nguồn}$$

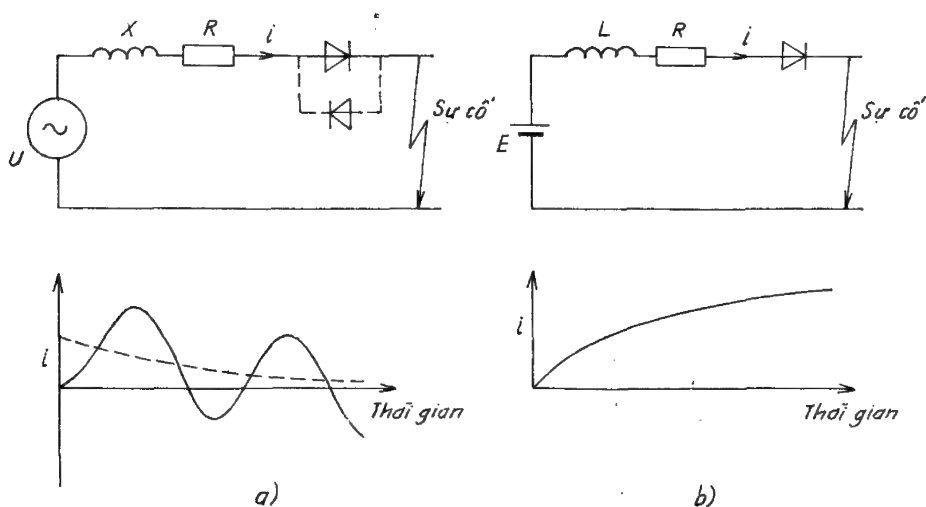
$$\varphi - \text{góc lệch pha dòng điện xác lập : } \varphi = \arctg(\omega L/R)$$

I - thành phần dòng tự do phụ thuộc vào điều kiện ban đầu

T - hằng số thời gian.

Nếu bỏ qua ảnh hưởng của điện trở và sự cố phát sinh ở thời điểm điện áp cực đại, sau một nửa chu kỳ dòng ngắn mạch cực đại có thể đạt tới $2U_m/Z$. Thành phần dòng điện tự do không đối xứng có thể triệt tiêu sau vài chu kỳ. Nếu nguồn công suất lớn, tổng trở Z nhỏ và dòng điện ngắn mạch lớn sẽ gây phá hủy linh kiện điện tử công suất, vì thế cần bảo vệ cắt nhanh linh kiện trước cực đại đầu tiên xuất hiện. Vì nhiệt dung của linh kiện bán

dẫn công suất rất nhỏ nên dòng điện ngắn mạch gây phát nóng quá mức vượt quá giới hạn.



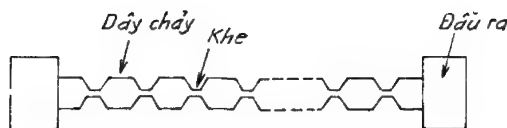
Hình 13.8. Sự cố ngắn mạch nguồn cung cấp
a) Nguồn xoay chiều ; b) Nguồn một chiều

Thiết bị bảo vệ ngắn mạch cắt nhanh có hiệu quả là cầu chì. Cần lưu ý một số đặc điểm sau đây của cầu chì bảo vệ các linh kiện điện tử công suất :

- Cầu chì phải chịu được dòng làm việc định mức của thiết bị.
- Nhiệt dung chịu đựng của cầu chì phải nhỏ hơn nhiệt dung của thiết bị cần bảo vệ, nghĩa là nhiệt lượng I^2t của cầu chì phải nhỏ hơn I^2t của thiết bị cần bảo vệ.
- Điện áp hồ quang của cầu chì phải tương đối lớn để giảm nhanh dòng điện và tiêu tán năng lượng trong mạch.
- Khi cầu chì đứt, điện áp phục hồi phải đủ lớn để không làm cho hồ quang cháy lại giữa các cực của cầu chì.

Thường sử dụng loại cầu chì trong đó dây chảy có nhiều khe hẹp nằm trong cát thạch anh để hút nhanh các thành phần bay hơi của hồ quang (hình 13.9).

Khi yêu cầu bảo vệ các linh kiện điện tử công suất càng chặt chẽ, người ta có xu hướng bảo vệ từng linh kiện bằng một cầu chì riêng. Đôi khi phải thêm điện cảm để hạn chế tốc độ tăng của dòng ngắn mạch.



Hình 13.9. Dây chảy của cầu chì

Bảo vệ quá dòng điện cho các tranzito công suất khó hơn bảo vệ cho tiristo. Vì việc tăng dòng sự cố, nghĩa là tăng dòng côlectơ, dẫn đến tăng điện áp côlectơ-êmitơ. Việc tăng điện áp này nếu tranzito không ở trạng thái dẫn gây tổn hao công suất và gây phát nóng tăng lên nhưng không đủ để làm cháy cầu chì một cách nhanh chóng. Để bảo vệ các tranzito công suất ở mức quá tải thấp, có thể ngắt dòng điện bazơ. Khi khóa tranzito ở điện áp cao do sự không hoàn thiện về cấu tạo của nó làm cho phân bố dòng điện ở trạng thái khóa không đều làm tăng mật độ dòng điện trong các vùng này.

13.4.2. BẢO VỆ QUÁ ĐIỆN ÁP

Điện áp đỉnh định mức của một linh kiện điện tử công suất luôn phải lớn hơn điện áp đỉnh mà linh kiện phải chịu đựng khi làm việc.

Trong thực tế điện áp định mức của linh kiện ví dụ phải chịu 500 V ở trạng thái khóa sẽ phải chịu đến 750 V thậm chí đến 1000 V, do đó hệ số an toàn điện áp phải từ 1,5 đến 2. Tuy nhiên quá điện áp quá độ có thể tới hàng nghìn volt.

Điện áp quá độ có đạo hàm du/dt lớn là do :

- Ảnh hưởng bên ngoài do lưới, do sự đổi chiều của các công tắc tơ, do sóng sét, do dao động điện áp nguồn.

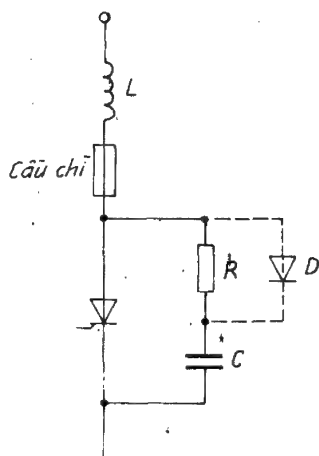
- Ảnh hưởng của tải như tia lửa trên vành đổi chiều động cơ một chiều, do hồ quang khi cầu chì bị cháy.

- Do nguyên nhân bên trong bộ biến đổi khi có sự chuyển mạch của các linh kiện.

Để chống lại các nguồn điện áp quá độ trên, cần bảo vệ riêng rẽ từng thiết bị.

Trên hình 13.10, đạo hàm du/dt có giá trị lớn trên các cực của tiristo hoặc diôt gây dòng điện $i = C \frac{du}{dt}$ trong tụ điện mắc song song với nó. Điện cảm L hạn chế dòng điện. Ta gọi mạch RC nối song song với linh kiện là mạch trợ giúp chuyển mạch và cũng đóng vai trò làm suy giảm và hạn chế đỉnh điện áp cảm ứng khi tiristo ở giai đoạn phục hồi ngược.

Khi mở tiristo, tụ C đang nạp sẽ phóng qua tiristo, hạn chế tốc độ du/dt bằng điện trở R mắc nối tiếp với tụ C . Để cải thiện hơn nữa và bảo vệ chống tốc độ tăng của du/dt , có thể mắc diôt song song với điện trở R . Thông số của mạch bảo vệ C , R , L thường được chọn với C từ 0,01 đến 1 μF , R từ 10 đến 1000 Ω và L từ 50 đến 100 μH . Trị số chính xác phụ thuộc vào điện áp mạch, vào năng lượng tích lũy trong các nguồn quá độ và theo các công thức kinh nghiệm. Bảo vệ điện áp có thể đặt ở phía nguồn hay dây dẫn phía tải hoặc cả hai phía. Đối với các bộ biến đổi công suất lớn thường đặt ở cả hai phía.

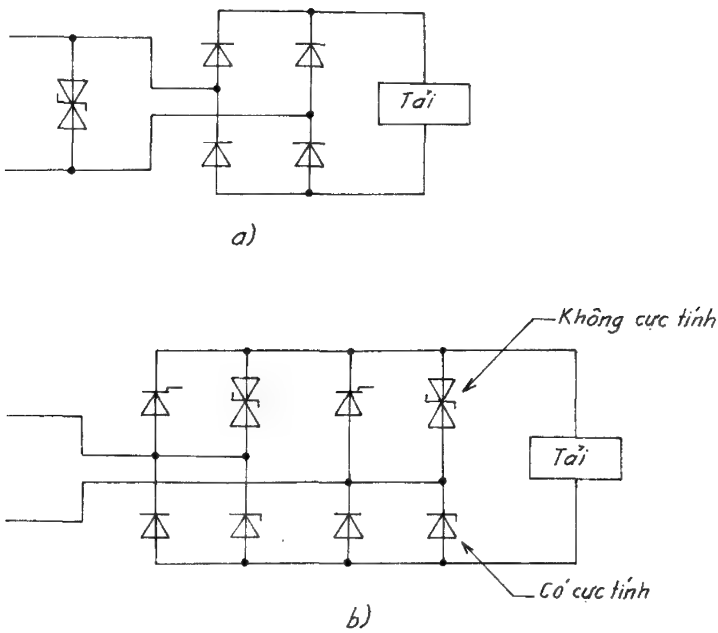


Hình 13.10. Bảo vệ tiristo

Chỉnh lưu selen có điện áp đánh thủng với ngưỡng cỡ 25 V. Nếu sử dụng cột chỉnh lưu selen gồm 6 diôt mắc nối tiếp có điện áp đánh thủng là $6.72 = 432$ V, có thể bảo vệ điện áp cho các linh kiện nối song song với nó có điện áp ngược định mức cỡ 450 V. Trên hình 13.11a hoặc 13.11b là loại diôt bảo vệ không cực tính, nghĩa là bảo vệ cả hai chiều điện áp. Ngoài ra trên hình 13.11b còn có loại diôt bảo vệ có cực tính chỉ cho phép bảo vệ điện áp theo một chiều.

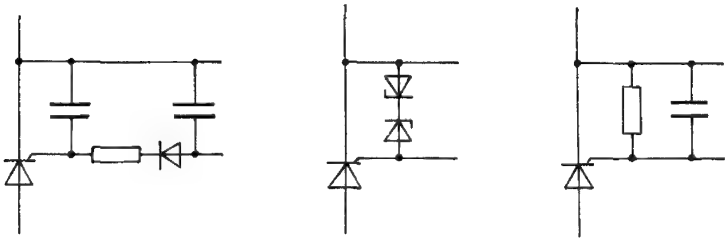
Diôt bảo vệ không có tác dụng hạn chế du/dt như mạch $R-C$ vì điện dung bản thân của nó nhỏ, nhưng nó phát huy vai trò bảo vệ điện

áp đánh thủng. Trong một số trường hợp cần bảo vệ cực điều khiển chống lại hiện tượng quá độ. Hình 13.12 trình bày ba mạch bảo vệ dùng diôt, điện trở và tụ điện.



Hình 13.11. Bố trí các diôt selen bảo vệ

- a) Hạn chế các quá độ của nguồn xoay chiều bằng diôt không cực tính ;
- b) Bảo vệ riêng các tiristo và diôt



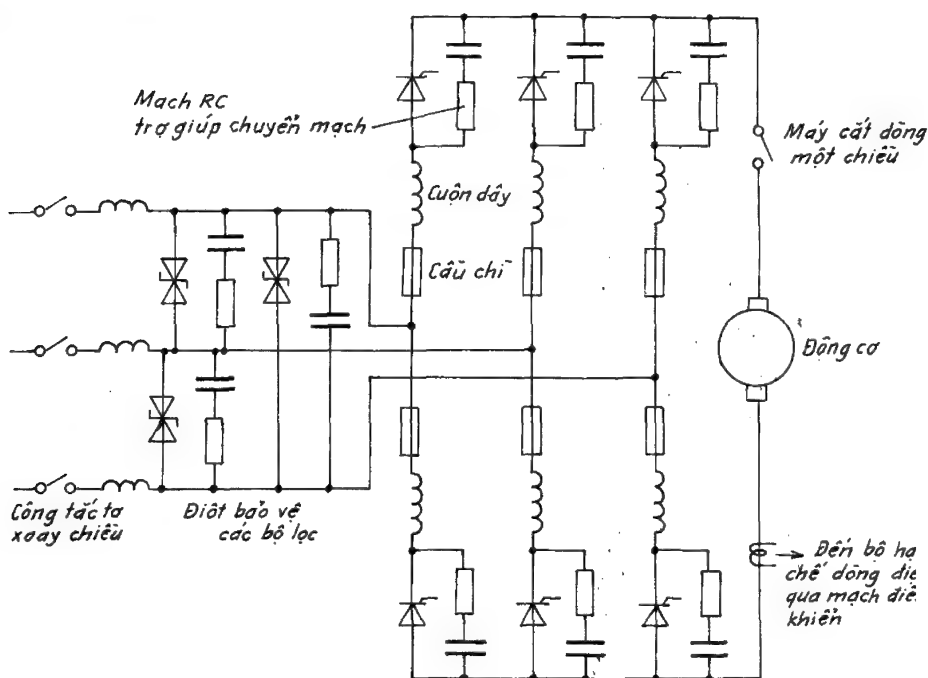
Hình 13.12. Bảo vệ cực điều khiển

Hình 13.13 trình bày một sơ đồ bảo vệ hoàn chỉnh bộ biến đổi gồm có :

Bảo vệ phía đầu nguồn gồm điện cảm L hạn chế độ dốc di/dt , các diốt selen bảo vệ các bộ lọc nguồn.

Các cầu chì bảo vệ dòng điện riêng rẽ từng linh kiện điện tử công suất, điện cảm L của cuộn dây hạn chế dòng điện ngắn mạch, bảo vệ di/dt .

Các mạch trợ giúp chuyển mạch R-C nối song song với từng linh kiện điện tử công suất bảo vệ du/dt .

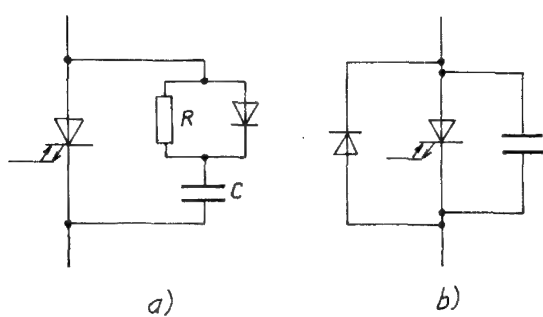


Hình 13.13. Bảo vệ hoàn chỉnh một bộ biến đổi

13.4.3. BẢO VỆ GTO VÀ TRANZITO MOS CÔNG SUẤT

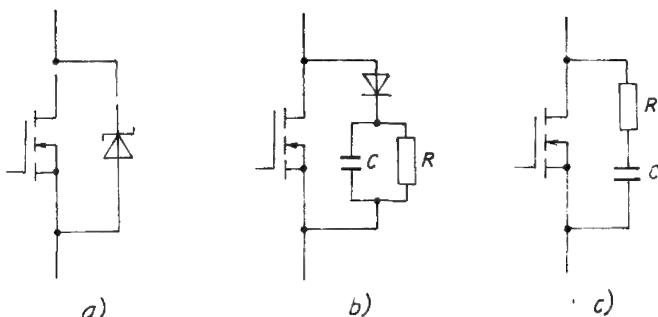
Nói chung việc bảo vệ GTO cũng tương tự bảo vệ tiristo, tức là dùng cầu chì tác động nhanh. Cũng có thể bảo vệ GTO bằng cách khóa dòng điện ngược của cực điều khiển, nhưng nói chung thời gian phát hiện sự cố và đặc tính thời gian trễ của bản thân linh kiện làm cho phương pháp bảo vệ này kém tin cậy. Bình thường khóa GTO bằng cực điều khiển cần phải hạn chế tốc độ điện áp du/dt , nếu không điện áp này gây dòng điện tập trung trong

một vùng hẹp gây phát nóng quá mức. Ta sử dụng các mạch trợ giúp chuyển mạch ở hình 13.14 có thể hạn chế du/dt khi khóa. Theo công thức $i = C \cdot \frac{du}{dt}$, trong đó i là dòng điện chuyển mạch và du/dt là tốc độ biến thiên điện áp, ta sẽ chọn thông số tụ điện C . Điện trở R mắc nối tiếp với C ngăn trở sự tích phóng tức thời của năng lượng tích lũy trong tụ điện khi tiristo từ trạng thái khóa trở về trạng thái dẫn. Hằng số thời gian $T = RC$ được chọn vào khoảng một phần năm thời gian dẫn cho phép. Điện trở R phải có khả năng tiêu tán công suất tích lũy trong tụ điện $\frac{1}{2} CU^2$ nhân với tần số chuyển mạch. Diốt nối song song với điện trở R hạn chế sự trễ do điện trở gây ra đối với bảo vệ du/dt . Để giảm tối đa ảnh hưởng của điện cảm ký sinh, mạch trợ giúp cần bố trí sát linh kiện cần bảo vệ.



Hình 13.14. Mạch trợ giúp chuyển mạch
a) Mạch có cực tính dùng cho GTO,
b) Mạch song song có độ dốc bé

Đối với tranzito MOS cũng như đối với tranzito công suất, bảo vệ dòng điện bằng cầu chì không thích hợp. Điện áp máng nguồn làm cho dòng điện tăng lên, công suất tiêu tán phát sinh có thể làm hư hỏng linh kiện. Điện cảm ký sinh cùng với thời gian chuyển mạch của dòng điện trong tranzito MOSFET cảm ứng một điện áp máng nguồn lớn. Để hạn chế điện áp này có thể sử dụng diốt Zener nối trong sơ đồ ở hình 13.15a, hoặc sử dụng mạch hạn chế ở hình 13.15b, hoặc mạch trợ giúp ở hình 13.15c. Tuy nhiên mạch RC trên hình 13.15c hạn chế mức tăng điện áp nhưng làm giảm tần số sử dụng cực đại của MOSFET. Việc tính chọn thông số của sơ đồ phụ thuộc vào linh kiện, tần số chuyển mạch và các tổn hao công suất của mạch bảo vệ.



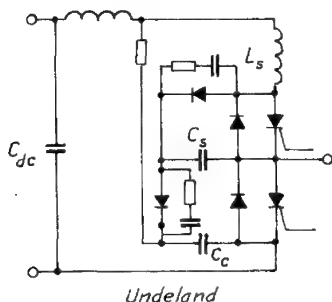
Hình 13.15. Bảo vệ quá điện áp cổng-nguồn của MOSFET :

- a) Bằng diốt Zener ; b) Bằng mạch hạn chế ;
c) Bằng mạch trợ giúp RC

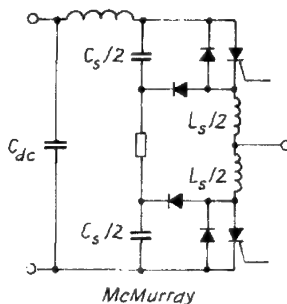
Để bảo vệ bộ biến đổi công suất lớn, thường sử dụng hai sơ đồ :

- Sơ đồ trợ giúp chuyển mạch Undeland (hình 13.16).
- Sơ đồ Mc, Murray (hình 13.17).

Sơ đồ Undeland là mạch không đối xứng với một điện cảm ở trạng thái dẫn và một tụ điện ở trạng thái khóa C_s . Tụ C_s được chốt bằng một tụ khác là C_c . Ở cuối mỗi chu trình chuyển mạch, năng lượng được tích qua tụ C_c rồi phóng qua đường một chiều và tiêu tán trên điện trở. Để giảm tổn hao, điện trở phóng điện có thể được thay thế bằng một mạch ở chế độ chuyển mạch khác. Do vậy mạch Undeland có thể trở thành mạch tái sinh năng lượng.



Hình 13.16. Mạch trợ giúp chuyển mạch Undeland

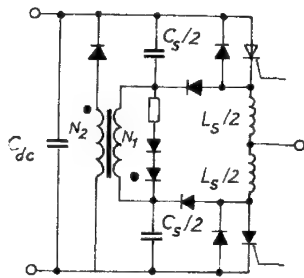


Hình 13.17. Mạch trợ giúp chuyển mạch McMurray

Mạch McMurray là mạch bảo vệ đối xứng. Tự điện bảo vệ khi khóa C_s được chia đôi. Điện áp quá độ du/dt bị hạn chế bởi tự điện gắn liền kiện nhất, vì điện cảm ký sinh $L_s/2$ ngăn dòng điện tăng đột ngột. Điện cảm chuyển mạch khi dẫn đòi hỏi có điểm giữa. Năng lượng được tiêu tán trên điện trở. Giống như sơ đồ Undeland, sơ đồ McMurray có thể biến đổi thành sơ đồ tái sinh năng lượng như ở hình 13.18. Tuy nhiên sơ đồ ở hình 13.18 khá phức tạp nên chưa được ứng dụng trong công nghiệp.

Mặc dù sử dụng các sơ đồ trợ giúp chuyển mạch có thể giảm được các ứng suất điện phát sinh khi chuyển mạch, hiện nay công suất chuyển mạch vẫn được tiêu hao trong điện trở chuyển mạch mà không được hồi phát.

Tổn hao chuyển mạch vẫn là yếu tố chính hạn chế tần số hoạt động của thiết bị điện tử công suất. Tuy nhiên với kỹ thuật chuyển mạch mềm đã mở ra con đường mới giải quyết vấn đề này. Vì quỹ đạo chuyển mạch mềm gắn liền với trực điện áp và dòng điện về nguyên tắc có thể sử dụng linh kiện điện tử công suất nhanh hơn với vùng chuyển mạch an toàn SOA nhỏ hơn. Tuy nhiên đối với các linh kiện điện tử công suất có dòng điện kéo dài như IGBT, thì chuyển mạch dòng điện bằng không ZCS vẫn hiệu quả hơn chuyển mạch điện áp bằng không ZVS.



Hình 13.18. Mạch trợ giúp chuyển mạch McMurray tái sinh năng lượng

Phụ lục 1

THÔNG SỐ CỦA MỘT SỐ ĐIÔT CÔNG SUẤT

Ký hiệu :

I_{\max} - dòng điện chỉnh lưu cực đại ; U_n - điện áp ngược của điôt ;
 I_{pik} - đỉnh xung dòng điện ; ΔU - tổn hao điện áp ở trạng thái mở của điôt ; I_{th} - dòng điện thử cực đại ; I_r - dòng điện rò ở nhiệt độ 25°C ;
 T_{cp} - nhiệt độ cho phép.

Ký hiệu	I_{\max} A	U_n V	I_{pik} A	ΔU V	I_{th} A	I_r A	T_{cp} $^{\circ}\text{C}$
KYZ70	20	50	300	1,1	20	100 μA	150
MR2000	20	50	400	1,1	63	100 μA	175
1N192A	20	100	350	1,5	70		200
1N2448R	20	150		1,1	20		200
1N1159	20	200	200	1,2	20	1 mA	100
KY740/200	20	200	300	1,1	20	10 μA	155
KY718	20	270	140	1,1	20	100 μA	
1N2282	20	300	400	1,5	50	5 mA	150
KY719	20	360	140	1,1	20	10 μA	150
SKN20/04	20	400	375	1,55	60	300 μA	180
1N2284	20	500	400	1,5	50	5 mA	150
1N2455 R	20	600		1,1	20	5 mA	150
1N2456R	20	700		1,1	20	5 mA	150
20ETS08FP	20	800	250	1,1	20	100 μA	150
SKN20/08	20	800	375	1,55	60	300 μA	180
CR20 -100	20	1000	350	1,1	20	10 μA	200
1N2287	20	1000	400	1,55	50	5 mA	150

Tiếp phụ lục 1

Ký hiệu	I_{\max} A	U_n V	I_{pik} A	ΔU V	I_{th} A	I_r A	T_{cp} °C
SKR20/12	20	1200	375	1,55	60	4 mA	180
SKN20/13	20	1300	375	1,55	60		150
SKN20/16	20	1600	375	1,55	60	4 mA	180
D20PM18C	20	1800	320	1,55	60		180
1N2155	25	100	400	0,6	25	4,5 mA	200
HD 25 / 02 - 4	25	200	300	1,4	55	2 mA	180
1N195	25	300	125	1,4	30	10 μ A	190
1N2158	25	400	400	0,6	25		200
BYY53/500	25	500	425	1,1	25	1,5 mA	200
VTA600/T	25	600	250	1,5	25		150
BYY54/700	25	700	425	1,1	25	100 μ A	200
DS17 - 08A	25	800	300	1,36	55	10 μ A	180
BYY54/900	25	900	425	1,15	25	1,5 mA	200
ARS257	25	1000	400	1,0	25	5 μ A	175
SR2512	25	1200		1,8	380		
BYY54/1400	25	1400	425	1,15	25	1,5 mA	200
H25 - 1600	25	1600	300	0,9	76		
DA25AF18C	25	1800	375	1,5	75		
25FXF12	25	3000	500	1,7	80		
7721	30	100	200	1,3	80	1 mA	175
HER3004N	30	300	400	1,0	15	10 μ A	175
1N3663R	30	400	400	1,4	78		175
S6460P - G	30	500	400	1,2	30	100 μ A	170
SW08PCR030	30	800	350	1,64	130		175
SW12PCR020	30	1200	245	1,77	120		175
GD16N14	30	1400	282	1,09			175
RM15TC3H	40	2400	500	1,2	30		125
40HFR10	30	100	595	1,3	40		190
C40 - 020R	40	200	800	1,1	40	100 μ A	200
S30430	40	300	800	1,2	100		190
NTE5990	40	400	500	1,2	40		
40HF50	40	500	500	1,4	40		180
RP6040	40	600	700	1,5	120		150

Tiếp phụ lục 1

Ký hiệu	I_{\max} A	U_n V	I_{pik} A	ΔU V	I_{th} A	I_r A	T_{cp} °C
CR40 -080	40	800	800	1,1	40	100 μ A	200
BYX52 -900	40	900	800	1,8	150		175
ECG6003	40	1000	500	1,2	40		175
SR30D24R	40	1200	800	1,4	120		130
40EPS16S	40	1600	400	1,1	40	100 μ A	150
H40 -1850	40	1850	480	1,3	126		
D44U08U	44	800 kV	850				
S5020PF	50	200	800	1,0	50	2 mA	200
HT5006S	50	500	500	1,0		250 μ A	175
R5080PF	50	800	800	1,0	50	40 μ A	200
1N1691	50	1000	700	1,2			165
1N2135	60	400	700	1,4	60		175
1N2137R	60	500	700	1,4	60		175
60JC15	60	600	550	1,5	150	10 mA	175
CR60 -080	60	800	900	1,1	60	100 μ A	200
60NC15	60	1000	850	1,5	180	10 mA	175
60EFS16	60	1600	950	1,07	60	100 μ A	150
IRKE61 -20	60	2000	1500	1,35	186		
CR80 -010	80	100	1500	1,2	80	100 μ A	200
SKKE81/04	80	400	2000	1,55	200		125
D100U06B	80	800	1900				
CR80 -120	80	1200	1500	1,2	80	100 μ A	200
SKKE81/16	80	1600	2000	1,55	300		125
SKKE81/22	80	2200	2000	1,6	300		125
1N2427	100	100	950	1,1	50		175
MDR100A30	100	300	1600	1,2	310		150
1N3291RA	100	400	2000	1,25	100		130
100HF60	100	600	1500	1,7	500		180
H100 -100	100	1000	1500	1,2	314		
SKN100/16	100	1600	1700	1,55	400	1 mA	180
100EXD21	100	2500	200	1,5	320		150
G5B3	120	100	1800	1,2	200		150
G5G3	125	400	1800	1,2	200		150
R4280	125	800	200	1,2	200	200 μ A	150

Tiếp phụ lục 1

Ký hiệu	I_{\max} A	U_n V	I_{pik} A	ΔU V	I_{th} A	I_r A	T_{cp} °C
S42110	125	1100	1800	1,2	200		150
SKN100/18	125	1800	1800	1,6	400	1 mA	180
D126A45B	126	4500	2300				160
45LF10	150	100	3100	1,33	471		
1N176	150	300		1,5	150	60 mA	190
1N3089	150	500	3000	1,2	150		200
CR150-060	150	600	3000	1,1	150	1 mA	200
150KSR80	150	800	3100	1,33	471		175
R43100TS	150	1000	2500	1,1	200	200 μ A	200
D150N32B	150	3200	3300	2,2	700		150
200HFR20M	200	200	3700	1,45	628		180
200HFR40MBV	200	400	4400	1,5	628		180
S200-06	200	600	4000	1,1	200	20 mA	150
T23	200	800	3800	1,3	200		150
S200-10	200	1000	4000	1,1	200	20 mA	150
SD200R16PSV	200	1600	4700	1,4	630		180
R6012620XXYA	200	2600	5500	1,7	800		190
CR250-010	250	100	5000	1,1	250	2 mA	200
1N3976	250	200	4000	0,6	250		150
A197D	250	400	5000	1,6	740		125
1N2063	250	500	4500	1,25	250		135
ST9-60	250	600	5000	1,2	250		125
H250-800	250	800	3900	1,2	785		150
IRKE250-18	250	1800	6180	1,29	785		150
D291S45T	290	4500					
HD310/04-6	300	400	3400	1,6	945	15 mA	180
300U60A	300	600	5700	1,4	942		175
H300-800	300	800	4800	1,4	942		190
H300-1000	300	1000	4800	1,4	942		190
300FXD11	300	3000	7000	2,15	1500		
400R40	400	400	7800	1,62	400		200
A390M	400	600	7000	1,4	1200		200
R6200840	400	800	6000	1,5	800		190

Tiếp phụ lục 1

Ký hiệu	I_{\max} A	U_n V	I_{pik} A	ΔU V	I_{th} A	I_r A	T_{cp} °C
FD400DL200	400	1000	10000	1,55	1200		150
SKN400/30	400	3000	9000	1,45	1200	3 mA	160
DSF1060SG80	400	6000	4200	3,8			135
SH04C500	500	400	5500	0,85		50 mA	180
HD500/07 -6	500	700	6000	1,5	1600	25 mA	180
500R90	500	900	8000	1,45	500		200
SH14C500	500	1400	5500	0,85		50 mA	160
FD500DV80	500	4000	8000	2,0	1600	30 mA	150
A437D	600	400	10000	1,8	1800	50 mA	125
SD600N08PC	600	800	9400	1,36	1500	35 mA	180
FD500E24	600	1200	10000	1,85	1900	30 mA	150
FD500E32	600	1600	10000	1,85	1900	30 mA	150
SD600N20PTC	600	2000	13000	1,3	1500	35 mA	180
SH04C700	700	400	8000	0,85		50 mA	170
SH10C700	700	1000	8000	0,85		50 mA	170
SD700C30L	700	3000	7500	1,7	1000	50 mA	150
SH04C800	800	400	9000	0,8		40 mA	150
FD900-8	800	800	6000	1,1	500	40 mA	190
HD75/16-4	800	1400	1000	1,4			180
800YD26	800	2000	1300	1,55	2500	30 mA	150
800FXD25	800	3000	1300	1,55	2500	30 mA	150
R720010IX00	900	100	8500	1,6	1500	50 mA	
A620CC	900	400	9500	1,6	1000		150
R7200809	900	800	1500	1,6	1500	50 mA	200
R7201409	900	1400	1500	1,6	1500	50 mA	
NLA430A	1000	100	10000	1,42	3100	50 mA	200
SW04CXC300	1000	400	6000	0,95		15 mA	200
DS804SE07	1000	700	9000	1,3	1200	50 mA	175
A430P	1000	1000	10000	1,42	3000	50 mA	200
SW16CXC380	1000	1600	6000	1,0		15 mA	180
FD100FH50(A)	1000	2500	25000	1,9	2500	80 mA	125
DS2012SF55	1000	5500	13500	2,1	3400	75 mA	150
R7200112XX00	1200	100	12500	1,2	1500	50 mA	

Tiếp phụ lục 1

Ký hiệu	I_{\max} A	U_n V	I_{pik} A	ΔU V	I_{th} A	I_r A	T_{cp} °C
A330E	1200	500	11000	1,7	4000	50 mA	200
SD1100C08L	1200	800	13000	1,3	1500	15 mA	180
R7201012	1200	1000	12500	1,2	1500	50 mA	200
6RT109TS	1200	1800	18000	2,7	3000		150
SD800C30L	1200	3000	14000	1,7	2000	50 mA	150
A570B	1500	200	18000	0,96		50 mA	200
A570M	1500	600	18000	0,96		50 mA	200
A440S	1500	700	21000	1,4	4000	75 mA	200
A440PD	1500	1400	21000	1,4	4000	75 mA	200
A780DB	1500	4200	20000	1,15			170
A621A	2000	100	25000	1,1	2000		175
A621PB	2000	1200	25000	1,1	2000		175
SKN200/16	2000	1600	25000	1,3	1800	50 mA	175
RA205420XX	2000	5400	24000	1,45	3000	200 mA	150
DS2004PD10	2500	1000	25000	1,3	3400		175
RA203825XX	2500	3800	28000	1,25	3000	200 mA	150
JD4000 -2	3000	200	50000	1,1	5000	200 mA	150
JD4000 -25	3000	2500	50000	1,1	5000	200 mA	150
SKN4000/01	4000	100	60000	1,35	1400	100 mA	180
SKN4000/06	4000	600	60000	1,35	1400	100 mA	180
SW02CXC22C	5440	200	52000	1,11	6800	60 mA	190
SW14CXC22C	5440	1400	52000	1,1	6800	60 mA	190
SKN6000/02	6000	100	60000	1,3	1400	100 mA	180
AR609LTX6	6000	600	50000				
RBS80270XX	7000	200	60000	0,9		100 mA	180
SKWD7000/06	7000	600	120000	1,75	45000		180
SD8500C02R	9570	200	84100	0,97	10000	200 mA	200
SD8500C06R	9570	600	84100	0,97	10000	200 mA	200
SW30CX635	16000	3000		1,87			160
FE500GV90	500000	4500		3,0			125

Phụ lục 2

THÔNG SỐ CỦA MỘT SỐ TIRISTO

Ký hiệu :

U_{nmax} - điện áp ngược cực đại ; I_{dmmax} - dòng điện làm việc cực đại ;
 I_{picmax} - dòng điện đỉnh cực đại ; I_g - dòng điện xung điều khiển ; U_g - điện
áp xung điều khiển ; I_h - dòng điện duy trì ; I_r - dòng điện rò ; ΔU_{max} - sụt
áp trên tiristo ở trạng thái dẫn ; du/dt - đạo hàm điện áp ; t_{cm} - thời gian
chuyển mạch (mở và khoá) ; T_{max} - nhiệt độ làm việc cực đại.

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{picmax} A	I_{gmax} A	U_{hmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
ED102YG	30	10 m	10	200 μ	0,8	5,0 m	50 μ	1,7	20	10 m	125
EQ102AG	100	10 m	10	200 μ	0,8	5,0 m	50 μ	1,7	20	10 μ	125
SFQR1B42	100	100 m	4,4	200 μ	0,8	3 m	100 μ	2,5	50		100
DRA01C	200	100 n	4,0	20 m	0,8	3 m		2,5			90
SFQR1G42	400	100 m	4,4	200 μ	0,8	3 m	100 μ	2,5	50		100
2N5719	80	200 m	5	20 μ	0,6	2 m	100 μ	1,4	100	30 μ	150
2N5721	200	200 m	5	200 μ	0,6	2 m	100 μ	1,4	100	30 μ	150
2N886	60	350 m	20	20 μ	0,6	1 n	20 μ	1,5			100
2N2681A	100	350 m	2	20 μ	0,7	500 μ	100 μ	1,2	200	10 μ	155
2N2688A	200	350 m	2	20 μ	0,7	500 μ	100 μ	1,2	200	10 μ	155
GA100	30	400 m	8	3,5 m	0,7	10 m	10 μ	1,5	40	1,5 μ	150
GB200A	60	400 m	200	200 μ	0,75	5 m	10 m	1,5	40	300 n	150
GA201	100	400 m	200	200 μ	0,75	5 m	10 m	1,5	40	300 n	150
CR04AM8	400	400 m	10	100 μ	0,8	3 m	500 μ	1,2	20		125
EO100YD	30	500 m	10	200 μ	0,8	5 m	50 μ	1,7	50	10 μ	125
AA114	60	500 m	5	200 μ	600 m	2 m	100 N	1,5	25	20 μ	150
PQ109AN	100	500 m	8	1 μ	0,8	5 m	1 μ	1,95	30	200 μ	125

Tiếp phụ lục 2

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
ECG5404	200	500 m	6	200 μ	0,8	5 m		1,7	30		125
C103Q	15	0,8	8	200 μ	0,8	5 m	50 μ	1,5	20		125
EC103Y1	30	0,8	20	50 μ	0,8	5 m	100 μ	1,7	25	60 m	110
BRY55 -100	100	0,8	8	500 μ	0,8	5 m	100 μ	1,7	20	30 μ	125
N203C	300	0,8	8	200 μ	0,8	5 m	50 μ	2,5	40	25 μ	125
EC103D	400	0,8	20	200 μ	0,8	5 m	50 μ	1,7	40	60 μ	100
C206Y	30	1,2	10	200 μ	0,8	5 m	200 μ	1,6	20	15 μ	100
C205A	100	1,2	10	200 μ	0,8	5 m	200 μ	1,6	20	15	100
S1D	400	1,2	20	200 μ	0,8	5 m	100 μ	1,6	50		110
TCR22 -2	50	1,5	20	200 μ	0,8	5 m	200 μ	1,7	75	50 μ	125
MCR22 -4	200	1,5	15	200 μ	0,8	5 m	200 μ	1,7	25	40 μ	125
TCR22 -6	400	1,5	160	200 μ	0,8	5 m	200 μ	1,7	25	40 v	125
TCR22 -8	600	1,5	160	200 μ	0,8	5 m	200 μ	1,7	30		110
SH2B4	100	2	22	1,5 m	0,8	12 m	200 μ	2,2	30	50 μ	110
M23C	200	2	20	1 m	0,8	2 m	100 μ	2,2	40	15 μ	125
2P4M	400	2	20	200 μ	0,8	3 m	100 μ	2,2	10	15 μ	125
TL6006	600	2	73	15 m	3	20 m	2 m	2,2	100	30 μ	110
NMB140	60	4	20	200 μ	0,8	3 m	100 μ	2,2	8	80 μ	110
C106A	100	4	20	200 μ	0,8	3 m	100 μ	2,2	8	40 μ	110
T107B1	200	4	15	500 μ	0,8	6 m	10 μ	2,5	8	40 μ	110
TC106C2	300	4	20	200 μ	0,8	3 m	100 μ	2,2	100	40 μ	125
TLS106 -6	600	4	35	200 μ	1	5 m	300 μ	1,9	10	100 μ	110
TXN804	800	4	60	15 m	1,5	30 m	2 m	1,6	50	40 μ	110
NS005	50	5	50	25 m	1,5	40 m	500 μ	1,8	200	50 μ	110
BT258X200R	200	5	75	200 v	1,5	6 m	500 v	1,5	50		125
2N4201	500	5	100	100 m	2	3 m	2 m	2,6	250	100 μ	100
TIC108S	700	5	20	1 m	0,7	10 m	400 μ	1,7	80	20 μ	150
TXN1006(A)	1000	5	84	15 m	1,5	30 m	2 m	1,6	200	13 μ	110
2N4441	50	8	80	60 m	2,5	70 m	2 m	2,0	50	70 μ	100
TXS807 -X	100	8	80	5 m	2	6 m	2 m	1,6	5	15 v	100
A) C122D	400	8	90	25 m	1,5	30 m	500 μ	1,8	50	50 μ	100
S6008FS21	600	8	100	200 μ	0,8	6 m	100 μ	1,6	5	50 μ	110
2N1843	50	10	125	100 m	3	7 m	1 m	2,5	30	50 μ	100
C127A	100	10	160	60 m	1,5	40 m	2 m	1,7	200	35 μ	125

Tiếp phụ lục 2

xếp Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
10RIA20	200	10	200	60 m	2	100 m	10 m	1,6	300	110 μ	125
BTW42-600RC	600	10	150	50 m	1,5	75 m	3 m	2	1000	35 μ	125
SKT10/100	1000	10	250	100 m	3	150 m	4 m	1,6	500	80 μ	125
S1015L	100	15	150	20 m	1,5	35 m	1 m	1,6	100	35 μ	110
T12N400COE	400	15	220	40 m	2	100 m	5 m	2,8	200	50 μ	125
S8015L	800	15	150	30 m	2	40 m	4 m	1,7	100	35 μ	110
T15.1N1200UOB	1200	15	250	50 m	2	10 m	5 m	1,95	60	60 μ	125
2N682A	50	18	250	40 m	3	50 m	1 m	2,1	200		125
T15.1N400UOB	400	18	270	40 m	2	100 m	5 m	1,95	50	60 μ	125
T15.1N900UOB	900	18	270	40 m	2	100 m	5 m	1,95	50	60 μ	125
S0320L	30	20	225	25 m	2	40 m	1 m	1,6	150	35 μ	110
MCR39 18-3	100	20	240	40 m	1,5	50 m	5 m	1,5	50	20 μ	100
CR20F12	600	20	300	50 m	3		4 m	1,8	50		125
C139N20M	800	20	200	180 m	3	150 m	4 m	4	200	10 μ	125
BTW92 -1000R	1000	20	400	10 m	3,5	200 m	5 m	2,3	300		125
SC20C120	1200	20	360	50 m	3	30 m	5 m	1,8	200		125
T40000161800	50	25	250	40 m	3	100 m	6,5 m	2,3	50	75 μ	125
C231A3	100	25	250	9 m	1,5	50 m	1 m	1,9	50	25 μ	125
TYN685(A)	200	25	200	25 m	1,5	40 m	3 m	1,4	50	50 μ	125
HT25/04OG2	400	25	400	50 m	2,5	100 m	10 m	1,8	200	130 μ	125
S7412M	600	25	180	180 m	3	150 m	4 m	2	200	10 μ	125
T25N900COC	900	25	640	120 m	1,4	200 m	15 m	1,9	400	100 μ	125
BTW69 -1000N	1000	25	525	80 m	3	150 m	6 m	2	500	100 μ	125
25RIA120M	1200	25	370	60 m	2	100 m		1,8	300	110 μ	125
HT25/14OJ1	1400	25	400	50 m	2,5	100 m	3 m	1,8	1000	60 μ	125
H30TL02LOO	200	30	680	150 m	2,5				1000		125
HT30/06OJ1	600	30	700	100 m	1,2	150 m	8 m	1,65	1000	150 μ	125
N029RH10	1000	30	500	100 m	3	160 m	5 m	1,93	200		125
C228B	200	35	300	40 m	2,5	75 m	3 m	1,9	50	20 μ	125
16RCF30A	300	35	250	40 m	2	20 m	1 m	2,3	25	12 μ	125
TS435	400	35	250	80 m	3	20 m	6 m	2,2	50	100 μ	125
T35N500BOF	500	35	1100	120 m	1,4	200 m	20 m	2	1000	120 μ	125
C35P	1000	35	225	40 m	2,5	10 m	4 m	2	25	30 μ	125

Tiếp phụ lục 2

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
T35N1800BOF	1800	35	1100	120 m	14	200 m	20 m	2	1000	120 μ	125
40RIF40W15	400	10	733	150 m	2,5	200 m	15 m	2,4	500	15 μ	125
S4012MH	600	40	415	50 m	2,5	75 m	3 m	1,9	500	50 μ	125
HT40/08OJ4	800	40	900	110 m	3	200 m	6 m	1,65	1000	150 μ	125
SKT40/14C	1400	40	700	100 m	3	200 m		1,0	200	100 μ	125
ACR44U08LE	800	44	550	200 m	3	25 m	10 m	2,7	600	6 μ	125
ACR44U16LE	800	44	550	200 m	3	25 m	10 m	2,7	600	6 μ	125
HT48/02G4	200	45	460	60 m	3	100 m	10 m	2,22	200	110 μ	125
T46N200COC	200	46	1000	150 m	2,5	200 m	10 m	1,9	400	60 μ	125
T46N600COC	600	46	1000	150 m	2,5	200 m	10 m	1,9	400	60 μ	125
50RIA5MS90	50	50	1250	100 m	2,5	200 m	15 m	1,6	200	110 μ	125
S1050J	100	50	650	40 m	1,5	50 m	1 m	1,8	425	35 μ	125
BTW48-200M	200	50	500	60 m	3,0	30 m	5 m	1,8	200	50 μ	125
S4050J	400	50	650	40 m	1,5	50 m	1 m	1,8	425	35 μ	125
50RIF60W20	600	50	1000	150 m	2,5	200 m	15 m	2,0	500	15 μ	125
XT2116-801	800	50	800	100 m	3,0	35 m	10 m	2,0	300	120 μ	125
SC50C100	1000	50	900	70 m	3,0	30 m	5 m	1,9	200		125
TF600M4EJ	400	60	1100	150 m	5		50 m	3,65	500	100 μ	125
T60N600BOC	600	60	1400	150 m	1,4	200 m	25 m	1,8	400	180 μ	125
CS35-08104	800	60	1200	110 m	3,0	200 m	6 m	1,6	1000	150 μ	125
T60N1000VOF	1000	60	1400	150 m	1,4	200 m	25 m	1,8	1000	180 μ	125
36RC2A	20	80	850	700 m	2,5	20 m	6,5 m	2,2			125
050AAGOF	50	80	1200	100 m	3,0	200 m	5,0 m	2,5	200	100 μ	125
81RM10	100	80	1600	150 m	2,5	500 m	17 m	2,5	200	20 μ	125
50RCS20	200	80	1200	110 m	3,0	200 m	6,5 m	1,8	25		125
C48C300	300	80	800	75 m	3,0	100 m	4 m	3,1	100	80 μ	125
C45D	400	80	800	75 m	3,0	100 m	4 m	3,1	100	80 μ	125
36RA50	500	80	1200	200 m	2,5	500 m	15 m	2,5	200	60 μ	125
HTS80/06UG1	600	80	1300	150 m	3,0	100 m	15 m	2,13	200	20 μ	125
36REH80	800	80	1000	200 m	2,5	500 m	15 m	2,4	30	90 μ	125
36RC100A	1000	80	1000	70 m	2,5	20 m	2 m	2,3	500	30 μ	125
T80F10BEM	1000	80	2500	150 m	2,0	250 m	30 m	2,4	1000	20 μ	125
91RC5	50	90	1800	100 m	2,0	500 m	5 m	1,5	200	190 μ	125

Tiếp phụ lục 2

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
9IRC60	600	90	1800	100 m	2,0	500 m	5 m	1,5	200	190 μ	125
GA300	60	100	100	200 μ	750 m	5 m	10 m	1,5	15	800 n	150
C152AX8	100	100	2000	150 m	2,5			2,2	200		125
P027RH02EHO	200	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	100	30 μ	125
SH100F21A	300	100	2000	150 m	2,5	200 m	30 m	1,9	200	15 μ	125
P027RH04EMO	400	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	100	12 μ	125
FT100DY10	500	100	2000	100 m	2,0		15 m	2,0	100	15 μ	125
P027RH06CGO	600	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	100	12 μ	125
N044RH08JOO	800	100	750	100 m	3,0	160 m	10 m	2,22	400		125
P027RH10CGO	1000	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	20	35 μ	125
T507018044AB	100	125	1400	150 m	3,0	150 m	15 m	3,2	200	40 μ	125
08002GOD	200	125	1800	100 m	3,0	200 m	10 m	1,4	200	100 μ	125
C149D	400	125	1000	150 m	3,0		12 m	3,0	500	10 μ	125
T125QU4DU	400	125	2500	150 m	3,0	250 m	30 m	1,5	200		130
2N3422	600	125	3000	300 m	3,0	100 m	7,5 m	1,8		25 μ	125
T507088054AB	800	125	1400	150 m	3,0	100 m	15 m	3,2	200	30 μ	125
T507108074AB	1000	125	1400	150 m	3,0	150 m	15 m	3,2	200	15 μ	125
2N2503	50	150	3500	150 m	3,0	50 m	10 m	1,4			125
151RC10	100	150	4000	150 m	2,5	50 m	22 m	1,7	200	60 μ	125
H150TB02LOO	200	150	3000	150 m	1,4				1000		125
C180C	300	150	3500	150 m	2,5	500 m	10 m	2,8	200		125
151RC40	400	150	4000	150 m	2,5	50 m	8 m	1,7	200	80 μ	125
HTS150/06VG1	600	150	2450	250 m	1,5	250 m	25 m	2,0	200	25 μ	125
SC150C80	800	150	2800	100 m	3,0	100 m	15 m	1,6	200		125
151RB100	1000	150	3300	200 m	2,5	500 m	15 m	2,2	200	40 μ	125
T6300120	100	200	4000	150 m	3,0		25 m	2,1	300	100 μ	125
SH200D21A	200	200	4000	150 m	3,0	200 m	30 m	1,8	200	15 μ	125
ST180S04P1V	400	200	5000	150 m	3,0	600 m	30 m	1,8	500	100 μ	125
NLC176M	600	200	2500	300 m	2,5	500 m	12 m	3,5	200	150 μ	125
NLC178S	700	200	2500	300 m	2,5	500 m	12 m	3,5	200	150 μ	125
ST180S08P2V	800	200	5000	150 m	3,0	600 m	30 m	1,8	500	100 μ	125
SH200N21D	1000	200	4000	150 m	3,0	200 m	20 m	1,7	200	80 μ	125
2N353	50	250	5000	400 m	4,0	200 m	15 m	2,0			125

Tiếp phụ lục 2

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
250PA10	100	250	4200	150 m	2,5	500 m	20 m	2,3	250	60 μ	125
C355B	200	250	1800	150 m	3,0	200 m	17 m	3,0	100	20 μ	125
TF225 -04Q	400	250	1600	150m	3,0	60 m	15 m	2,3	200	7 μ	125
250PAC50	500	250	4000	150 m	2,5	500 m	6 m	2,1	20		125
DK2506FB	600	250	5000	200 m	3,0	100 m	25 m	2,0	200	7 μ	125
SKT250/08C	800	250	7000	200 m	3,0	250 m	50 m	1,65	200	50 μ	125
2N3362	900	250	5000	400 m	4,0	200 m	15 m	2,0			125
300PAC10	100	300	5000	150 m	2,5	500 m	10 m	1,8	200		125
C184C	300	300	3500	300 m	3,0	500 m	20 m	2,8	200	10 μ	125
ST303S04MFK3	400	300	8000	200 m	3,0	600 m	50 m	2,2	500	20 μ	125
304RA60	600	300	8500	150 m	3,0	500 m	30 m	1,6	200	75 μ	125
SKT130/80D	800	300	3500	200 m	3,0	250 m	50 m	2,3	500	120 μ	130
303RB100	1000	300	8000	150 m	3,0	500 m	30 m	1,6	200	75 μ	125
ST180C04C1L	400	350	5000	150 m	3,0	600 m	30 m	2,0	1000	100 μ	125
N350MH06	600	350	11500	300 m	3,0	1	60 m	1,51	200		125
HT360/09QH1	900	350	9900	250 m	1,5	250 m	40 m	1,72	500	200 μ	125
SKT351F10DT	1000	350	6500	250 m	4,0	400 m	80 m	2,4	500	20 μ	125
T727012524DN	100	400	6000	150 m	3,0		15 m	1,9	200	60 μ	125
SH400F21A	300	400	7000	260 m	3,5	200 m	30 m	1,8	200	15 μ	125
SF400G26	400	400	7000	260 m	3,5	300 m	30 m	1,8	200		125
TF440-06X	600	400	4000	200 m	3,0	70 m	25 m	2,0	200	15 μ	125
HT400/08OJ6	800	400	7500	200 m	2,5	200 m	40 m	1,55	1000	150 μ	125
TA449 -10W	1000	400	4000	400 m	5,0	80 m	40 m	2,2	1000	10 μ	125
T7SH014554DN	100	450	8500	150 m	3,0		35 m	3,1	200	30 μ	125
DCR654PR44DS	400	450	7800	150 m	3,0		35 m	2,0	300	50 μ	125
C397E	500	450	7500	300 m	3,0	500 m	45 m	3,0	200	60 μ	125
ECG5386	600	450	8000	150 m	3,0			2,6	300	25 μ	125
C398N	800	450	7500	300 m	3,0	500 m	45 m	3,0	200	40 μ	125
HTS450/10PH6	1000	450	4466	250 m	2,5	150 m	40 m	2,37	500	15 μ	125
N490CH10	1000	495	18000	300 m	3,0	1	100 m	1,69	200		125
C385A	100	500	3500	300 m	3,0	500 m	20 m	2,8	200	20 μ	125
C392C	300	500	5500	300 m	3,0	1	45 m	4,2	200	8 μ	125
ST280CH04CO	400	500	7200	150 m	3,0	600 m	75 m	1,4	500	100 μ	150

Tiếp phụ lục 2

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
CR500AL10	500	500	10000	100 m	2,5		30 m	1,3	300		125
SC500C60	600	500	10000	100 m	3,0	50 m	25 m	14	50		125
C385N	800	500	3500	300 m	3,0	500 m	20 m	2,8	200	20 μ	125
DCR707SR1010	1000	500	5600	200 m	3,5	250 m	50 m	2,0	300		125
C501A	100	550	8000	150 m	3,5	250 m		1,5	200	200 μ	125
N260KH02GOO	200	550	5700	300 m	3,0	1,0	60 m	2,26	300		
P370KH02CLO	200	550	12000	300 m	3,0	1,0	75 m	1,51	20	15 μ	125
540PB30	300	550	8500	150 m	3,0	500 m	30 m	1,7	200	80 μ	125
C501D	400	550	8000	150 m	3,5	250 m		1,5	200	200 μ	125
NLC510E	500	550	7000	150 m	6,5	250 m		1,5	100	200 μ	125
T727063544DN	600	550	7000	150 m	3,0		30 m	2,9	300	40 μ	125
NCL501S	700	550	7000	150 m	6,5	250 m		1,5	100	200 μ	125
SKT551/08E	800	550	9000	250 m	3,0	500 m	50 m	1,65	1000		125
550PB100	1000	550	10000	150 m	3,0	500 m	30 m	1,7	200	120 μ	125
HTS560/04PQ6	400	560	7000	250 M	2,5	250 m	40 m	2,1	200	15 μ	125
DCR604SR0404	400	580	7500	150 m	3,0	250 m	30 m	1,62	200		125
T7S7016054DN	100	600	9000	150 m	3,0		30 m	2,6	300	30 μ	125
N600CH02	200	600	26900	300 m	3,0	1,0	100 m	1,41	200		125
HT601/03QG6	300	600	7750	250 m	1,5	150 m	25 m	1,82	200	250 μ	140
TN4 33-04	400	600	5500	200 m	3,0	50 m	25 m	1,3	200	100 μ	125
C431E1	500	600	8000	150 m	5,0		45 m	2,6	200	200 μ	125
N600CH06	600	600	26900	300 m	3,0	1,0	100 m	1,41	200		125
TN6 31-08	800	600	7000	200 m	3,0	70 m	30 m	2,6	300	125 μ	125
T600F10TGM	1000	600	10000	250 m	2,2	250 m	100 m	2,4	1000	30 μ	125
NL1580A	100	625	5500	150 m	6,5	250 m	35 m	2,0	100	200 μ	125
T72H084064DN	800	625	7000	150 m	3,0		35 m	2,4	300	20 μ	125
P215CH02CLO	200	650	5000	200 m	3,0	600 m	30 m	1,68	150		
ST300C04CO	400	650	8000	200 m	3,0	600 m	30 m	1,66	200	10 μ	125
T7S7056584DN	500	650	9500	150 m	3,0		30 m	2,3	300	10 μ	125
P215CH06CJO	600	650	5000	200 m	3,0	600 m	30 m	1,68	20	25 μ	125
C378S	700	650	7000	250 m	5,0		45 m	2,6	200	20 μ	125
ST300C08C3L	800	650	8000	200 m	3,0	600 m	50 m	2,2	1000	100 μ	125
PSIE60 0-10	1000	650	5500	150 m	3,0	200 m	20 m	1,2	100	200 μ	125

Tiếp phụ lục 2

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
NLF395A	100	700	8000	200 m	2,5	1,0	20 m	2,5	200	15 μ	125
C395B	200	700	8000	300 m	3,0	1,0	45 m	2,5	200	12 μ	125
T72H044534DN	400	700	7500	150 m	3,0		35 m	3,1	300	50 μ	125
650PBQ50	500	700	10000	200 m	2,5	500 m	45 m	2,5	400	20 μ	125
TA649 - 08A	800	700	8000	400 m	5,0	100 m	60 m	2,3	1000	15 μ	125
Y150103P10D	1000	700	5000	250 m	2,4	70 m	50 m	1,4	500	150 μ	125
C430ã550	100	800	9000	100 m	5,0		50 m	1,9	100	125 μ	155
FT800DL6	300	800	14000	250 m	2,5		30 m	1,5	200		125
700PK50	500	800	15000	150 m	2,5	500 m	60 m	2,3	200	250 μ	125
T9G0080803DH	800	800	13000	200 m	3,0	500 m	60 m	3,0	300	400 μ	125
C41P	1000	800	11000	300 m	5,0		35 m	2,0	200	125 μ	225
NLF390A	100	850	8000	150 m	2,5	500 m	20 m	2,4	200	125 μ	125
C440D	400	850	13000	300 m	5,0		35 m	1,6	200	125 μ	125
CA398PA	1000	850	8000	400 m	3,0		60 m	2,5	400	20 μ	125
C435A	100	900	800	200 m	3,0	40 m	45 m	2,5	200	20 μ	125
R180CH02CK0	200	900	8000	300 m	3,0	1,0	70 m	2,52	20	15 μ	125
DCR804PM0404	400	900	11200	200 m	3,5	250 m	50 m	1,62	300		125
N350MH06GOO	600	900	11500	300 m	3,0	1,0	60 m	1,51	300		
C440S	700	900	13000	150 m	5,0		35 m	1,7	200	125 μ	125
TF7 09 - 08Z	800	900	1200	200 m	3,0	100 m	40 m	2,0	300	30 μ	125
R190CH02CGO	200	950	8500	300 m	3,0	1,0	70 m	2,4	20	35 μ	125
C448E	500	950	10000	300 m	3,0		45 m	2,9	400	25 μ	125
R190CH08EJO	800	950	8500	300 m	3,0	1,0	70 m	2,4	100	25 μ	125
DCR1053SD11	1000	950	16000	350 m	3,5		150 m	1,9	1000	150 μ	125
P230CH02CG0	200	1000	5200	200 m	3,0	600 m	50 m	2,12	20	35 μ	125
SKT1000/04OG6	400	1000	19000	250 m	5,0	500 m	100 m	2,0	500	100 μ	125
P230CH08DGO	800	1000	5200	200 m	3,0	600 m	50 m	2,12	50	35 μ	125
HT1001/10OG6	1000	1000	23600	300 m	3,0	250 m	100 m	1,68	200	150 μ	125
TF915 - 01 Z	100	1500	17000	200 m	3,0	100 m	60 m	1,7	300	30 μ	125
C451E1	500	1500	23000	200 m	5,0		45 m	1,7	400	150 μ	125
FT1500EX16	800	1500	30000	350 m	3,0	1,0	120 m	2,1	200	30 μ	125
C458S	700	2000	16000	200 m	5,0		50 m	2,6	400	25 μ	125
N520CH04GOO	400	2200	15500	300 m	3,0	1,0	60 m	1,3	300		125

Tiếp phụ lục 2

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{kmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_{cm} s	T_{max} °C
TBK706300HHE	600	3000	48000	250 m	4,0		150 m	1,0	300	400 μ	125
N760FH08JOO	800	3850	33800	300 m	3,0	1,0	150 m	1,43	500		125
N990CH10KOO	1000	5000	37000	300 m	3,0	1,0	150 m	1,28	750		
N1600DH10LOO	1000	6840	64000	300 m	3,0	1,0	200 m	1,06	1000		125

Phụ lục 3

THÔNG SỐ CỦA MỘT SỐ TRIAC

Ký hiệu :

U_{dm} - điện áp định mức (điện áp đánh thủng) ; I_{dm} - dòng điện định mức ; I_{pik} - đỉnh xung dòng điện ; I_g - dòng điện điều khiển ; U_g - điện áp điều khiển ; I_r - dòng điện rò ; I_h - dòng điện duy trì ; ΔU - sụt áp trên van khi mở ; t_x - thời gian giữ xung điều khiển ; du/dt - tốc độ tăng điện áp ; T - nhiệt độ làm việc cực đại.

Ký hiệu	U_{nmax} V	I_{dm} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{hmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
DTA05C	200	0,5	6	15 m	2,3	100 μ	25 m	2,0			110
MAC 92-1	60	0,6	8	5 m	2,5	10 m	10 m	1,9	2 μ	5	110
MAC97B6	400	0,6	8	3 m	2,0	100 μ	10 m	1,9	2 μ	25	110
MAC97A8	600	0,6	8	5 m	2,0	100 μ	10 m	1,9	2 μ	25	110
BT A204W500E	500	1,0	10	10 m	1,5	500 μ	12 m	1,5	2 μ	30	125
BT 13-W600E	600	1,0	10	5 m	1,5	500 μ	10 m	1,7		30	120

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{nmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
Z0103SN	700	10	8,5	3 m	15	10 μ	7 m	18	2 μ		125
2N6068B	25	2,0	30	15 m	2,5	2 m	30 m	2,0			110
DTA2B	100	2,0	12	15 m	2,3	100 μ	25 m	2,6			110
SM2D41	200	2,0	13	15 m	2,3	100 μ	25 m	2,6			110
CQ89NS	800	2,0	10	5 m	2,0	5 μ	5 m	1,75			125
T106C2SH	300	3,0	30	25 m	2,2	750 μ	15 m	1,9		10	100
HI43SD	400	3,0	30	5 m	2,2	750 μ	15 m	2,2	22 μ	4	110
Q5003L4	500	3,0	30	25 m	2,5	2 m	25 m	1,6	3 μ	35	125
TLC388B	700	3,0	31	25 m	3,0	750 μ	8 m	1,8	3 μ	20	110
2N6068	25	4,0	30	60 m	2,5	2 m	70 m	2,0			110
BT04HA	50	4,0	40	25 m	2,2	1 m	80 m	1,7			100
SK3664	100	4,0	30	30 m	1,4		30 m	2,0			110
L4004F61	400	4,0	33	10 m	2,0	10 μ	10 m	1,6	25 μ	20	110
Q6004R4	600	4,0	33	25 m	2,5	2 m	30 m	1,6	3 μ	35	125
Z0402SE	700	4,0	22	3 m	1,5	5 μ	3 m	2,0	2 μ		125
AVS08TB	500	5,0	70			10 μ		1,7			105
T0505MH	600	5,0	50	5 m	2,5*	2 m	15 m	1,4		10	125
T0512SH	700	5,0	50	50 m	2,5	2 m	100 m	1,4		200	125
SIPT06	50	6,0	80	50 m	2,5	2 m	50 m	2,2		30	100

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{hmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
TIC216A	100	6,0	60	5 m	2,2	2 m	30 m	1,7		50	110
BTA6 - 200D	200	6,0	60	5 m	2,5	5 m	750 μ	1,6	2 μ		110
HT46	400	6,0	80	50 m	2,5	1 m	50 m	2,2	2,5 μ	5	110
L6006L5V	600	6,0	50	5 m	2,0	20 μ	10 m	1,6	1,7 μ		110
SIPT18	100	8,0	100	50 m	2,5	2 m	50 m	2,2	2,5 μ	5	100
SC142B	200	8,0	80	50 m	2,5	500 μ	50 m	1,7		50	100
IT38	300	8,0	100	50 m	2,5	2 m	50 m	2,2	2,5 μ	5	100
Q4008L5	400	8,0	100	50 m	2,5	500 μ	50 m	1,6	3 μ	60	110
BT137X500D	500	8,0	55	10 m	1,5	500 μ	10 m	1,65	2 μ	5	125
DTN8G	600	8,0	27	50 m	2,0	1 m	25 m	1,5			110
MAC13 7-700	700	8,0	60	35 m	1,5	2 m	20 m	1,6		200	125
T0812NJ	800	8,0		50 m	2,5		100 m	1,7	15 μ		
SK3631	100	10	100	75 m	0,9		50 m	1,3			
SM10D14	200	10	70	75 m	3,0	15 n	50 m	1,6			100
NTE5834	300	10	100	50 m	2,5		50 m	1,6			
AC10DGM	400	10	88	30 m	1,5	2 m	30 m	1,4		100	125
BCR10CM12L	600	10	100	30 m	1,5	2 m		1,5			125
Q7010LH5	700	10	110	50 m	1,5	10 μ	50 m	1,6	4 μ	775	125
T1013NH	800	10	100	50 m	2,5	2 m	150 m	1,7		500	125

Tiếp phụ lục 3

Ký hiệu	U _{dm} V	I _{dm} max A	I _{oik} max A	I _g max A	U _g max V	I _r max A	I _h max A	ΔU _{max} V	t _x s	du/dt V/s	T _{max} °C
BT138F500E	500	12	90	10 m	15	500 μ	30 m	16		50	120
TXDV612	600	12	95	100 m	2,5	2 m	100 M	19	2,5 μ	200	110
BTW43 -1000H	1000	12	120	100 m	2,5	5 m	100 m	2,2		200	125
IT015	50	15	150	50 m	2,5	2 m	50 m	2,2	2,5 μ	5	100
SPT115	100	15	150	50 m	2,5	2 m	60 m	2,2	3 μ	40	100
2N5571	200	15	100	80 m	2,5	2 m	75 m	18	1 μ	30	100
CT15 -5	500	15	150	50 m	2,0	2 m	40 m	16	1,5 μ	100	125
SC251D	400	15	100	50 m	2,5	500 μ	50 m	16		100	110
Q6015L9	600	15	150	125 m	2,5	50 μ	70 m	16	6 μ	300	
MAC15 -10FT	800	15	150	50 m	2,0	2 m	40 m	16	1,5 μ		125
TIC246A	100	16	125	50 m	2,5	2 m	50 m	17		400	110
SM16G16	400	16	140	50 m	3,0	3 m	50 m	15		30	125
BTA16-600B	600	16	180	50 m	2,5	500 μ	50 m	16	2 μ		125
SSG16C80	800	16	160	50 m	3,0	3 m	30 m	17	10 μ	50	125
SSG16C120	1200	16	160	50 m	3,0	3 m	30 m	17	10 μ	50	125
TW18N400CX	400	18	160	80 m	3,0	5 m	100 m	2,0	3 μ	7,5	125
TW18N10CX	1000	18	130	80 m	3,0						
MAC3 20-4	200	20	150	50 m	2,0	2 m	40 m	17	1,5 μ		125
BCR20B6L	300	20	220	30 m	1,5	3 m		15			125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	$I_{plikmax}$ A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{nmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
MAC320A6	400	20	150	50 m	2,0	2 m	40 m	1,7	15 μ		125
Q2025	200	25	225	50 m	2,5	2 m	80 m	1,6	4 μ	75	110
SPT325300	300	25	250	100 m	2,5	4 m	60 m	2,5	3 μ	40	100
MAC223 -6FP	400	25	225	75 m	3,0	2 m	75 m	1,9		100	110
TRAL3325DM	600	25	240	100 m	3,0	3 m	50 m	2,0	3 μ	100	100
Q7025R9	700	25	250	125 m	2,5	50 μ	80 m	1,8	6 μ	300	
BTA225B800C	800	25	190	35 m	1,5	500 μ	15 m	1,5	2 μ	1000	125
SSG35C20Y	200	35	330	50 m	3,0	5 m	30 m	1,4	10 μ	20	125
TRA33335D	600	35	330	100 m	3,0	4 m	60 m	2,0	3 μ	100	110
SSG35C120	1200	35	400	70 m	3,0	6 m	30 m	1,6	10 μ	100	125
SPT040	50	40	400	100 m	2,5	4 m	60 m	2,0	3 μ		100
PT140	100	40	400	100 m	2,5	4 m	60 m	2,0	3 μ	250	100
Q2040C	200	40	300	100 m	2,5	2 m	100 m	1,6	5 μ	100	110
MAC22 4-5	300	40	350	50 m	2,0	2 m	75 m	1,8	15 μ	50	125
SK3662	400	40	300	40 m	1,4		25 m	1,7	1,7 μ		
SPT640	600	40	400	100 m	2,5	1 m	60 m	1,0	3 μ	200	110
BTA41 -700B	700	40	420	50 m	2,5	4 m	80 m	1,6	2,5 μ	150	110
T4013NKS	800	40	330	75 m	1,5	10 μ	75 m	1,7	2 μ	500	125
TPDV1240	1200	40	350	200 m	2,5	5 m	50 m	1,8	2,5 μ	200	110

Tiếp phụ lục 3

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{nmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
SSG45C40	400	45	550	70 m	3,0	6 m	50 m	1,6	10 μ	100	125
BTB 41 – 800B	800	45	315	100 m	1,5		80 m	1,8	2,5 μ	250	125
SSG45C120	1200	45	550	70 m	3,0	6 m	50 m	1,6	10 μ	100	125
BCR50A4	200	50	800	100 m	2,5	10 m	50 m	1,5		50	125
SSG50C40	400	50	800	150 m	3,0	8 m	90 m	1,5	10 μ	50	125
50AC60A	600	50	550	200 m	2,5	10 m		2,0		200	125
BCR50A16	800	50	800	100 m	2,5	10 m	50 m	1,5		50	125
SSG50C120	1200	50	800	150 m	3,0	8 m	100 m	1,5	10 μ	50	125
PT260	200	60	600	100 m	3,0	10 m	60 m	2,0	3 μ	100	125
TGAL604	400	60	500	100 m	3,0	10 m	100 m	2,0	3 μ	100	125
SPT660	600	60	600	100 m	3,0	10 m	30 m	2,0	3 μ	100	125
TGDV608	800	60	500	150 m	2,5	5 m	60 m	2,1	3 μ	200	125
TGAL610	1000	60	500	100 m	3,0	10 m	100 m	2,0	3 μ	100	125
PT1060	1000	60	600	100 m	3,0	10 m		2,0	3 μ	100	125
BCR70B4	200	70	1100	200 m	3,0	15 m		2,1		100	125
BCR70B6	300	70	1100	200 m	3,0	15 m	70 m	2,1		100	125
SSG70D40	400	70	1000	200 m	3,0	10 m	100 m	1,5	10 μ	50	125
TG70AA60	600	70	1200	50 m	3,0	10 m		1,35		50	125
BCR70B16	800	70	1100	200 m	3,0	15 m		2,1		100	125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{hmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
SSG70C120	1200	70	1000	200 m	3,0	10 m	3,0	1,5		50	125
SM80G13	400	80	880	200 m	4,0	10 m	3,0	2,1	10 μ	100	125
SM80J13	600	80	880	200 m	4,0	10 m	3,0	2,1		100	125
SM80Q13	1200	80	880	200 m	4,0	10 m	3,0	2,1		100	125
F100D4	200	100	1100	200 m	3,0	15 m	3,0	2,3	10 μ	100	125
F100D6	300	100	1100	200 m	3,0	15 m	70 m	2,3		100	125
F100D8	400	100	1100	200 m	3,0	15 m	200 m	2,3	10 μ	100	125
SSG100C40	400	100	1200	200 m	3,0	100 m	200 m	1,5		50	125
F100D12	600	100	1100	200 m	3,0	15 m	200 m	2,3	10 μ	100	125
SSG100C60	600	100	1200	200 m	3,0	100 m		1,5		50	125
F100D16	800	100	1100	200 m	3,0	15 m		2,3	10 μ	100	125
SSG100C80	800	100	1200	200 m	3,0	100 m	70 m	1,5	10 μ	50	125
F100D20	1000	100	1100	200 m	3,0	15 m		2,3		100	125
SSG100C100	1000	100	1200	200 m	3,0	100 m	70 m	1,5		50	125
SSG100C120	1200	100	1200	200 m	3,0	100 m		1,5		50	125
BCR150B4	200	150	2000	300 m	3,0	15 m	70 m	1,6		100	125
FB150D4	200	150	2000	300 m	3,0	15 m		1,6		100	125
BCR150B6	300	150	2000	300 m	3,0	15 m	70 m	1,6		100	125
FB150D8	400	150	2000	300 m	3,0	15 m	70 m	1,6		100	125

Tiếp phụ lục 3

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{hmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
BCR150B12	600	150	2000	300 m	3,0	15 m		1,6		100	125
FB150D16	800	150	2000	300 m	3,0	15 m		1,6		100	125
BCR150B24	1200	150	2000	300 m	3,0	15 m		1,6		100	125
FB150D24	1200	150	2000	300 m	3,0	15 m		1,6		100	125
2N5257	400	200	1300	800 m	3,0	15 m	850 m	2,1			125
2N5258	600	200	1300	800 m	3,0	15 m	850 m	2,1			125
2N5259	800	200	1300	800 m	3,0	15 m	850 m	2,1			125
2N5260	1000	200	1300	800 m	3,0	15 m	850 m	2,1			125
2N5261	1200	200	1300	800 m	3,0	15 m	850 m	2,1			125
BCR300B4	200	300	3000	300 m	3,0	30 m		1,5		100	125
FB300D6	300	300	3000	400 m	3,0	30 m		1,5		100	125
SSG300C40	400	300	3300	400 m	3,0	25 m	150 m	1,5	10 μ	100	215
BCR300B12	600	300	3000	300 m	3,0	30 m		1,5		100	125
FB300D16	800	300	3000	400 m	3,0	30 m		1,5		100	215
SSG300C100	1000	300	3300	400 m	3,0	25 m	150 m	1,5	10 μ	100	125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{hmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_x s	T_{max} °C
XT211 6-801	800	50	800	100 m	3,0	35 m	10 m	2,0	300	120 μ	125
SC50C100	1000	50	900	70 m	3,0	30 m	5 m	1,9	200		125
TF600MAEJ	400	60	1100	150 m	5		50 m	3,65	500	100 μ	125
T60N600BOC	600	60	1400	150 m	1,4	200 m	25 m	1,8	400	180 μ	125
CS35-08104	800	60	1200	110 m	3,0	200 m	6 m	1,6	1000	150 μ	125
T60N1000VOF	1000	60	1400	150 m	1,4	200 m	25 m	1,8	1000	180 μ	125
36RC2A	20	80	850	700 m	2,5	20 m	6,5 m	2,2			125
050AAGOF	50	80	1200	100 m	3,0	200 m	5,0 m	2,5	200	100 μ	125
8RM10	100	80	1600	150 m	2,5	500 m	17 m	2,5	200	20 μ	125
50RCS20	200	80	1200	110 m	3,0	200 m	6,5 m	1,8	25		125
C48C300	300	80	800	75 m	3,0	100 m	4 m	3,1	100	80 μ	125
C45D	400	80	800	75 m	3,0	100 m	4 m	3,1	100	80 μ	125
36RIA50	500	80	1200	200 m	2,5	500 m	15 m	2,5	200	60 μ	125
HTS80/06UG1	600	80	1300	150 m	3,0	100 m	15 m	2,13	200	20 μ	125
36REH80	800	80	1000	200 m	2,5	500 m	15 m	2,4	30	90 μ	125
36RC100A	1000	80	1000	70 m	2,5	20 m	2 m	2,3	500	30 μ	125
T80F10BEM	1000	80	2500	150 m	2,0	250 m	30 m	2,4	1000	20 μ	125
9RC5	50	90	1800	100 m	2,0	500 m	5 m	1,5	200	190 μ	125
9RC60	600	90	1800	100 m	2,0	500 m	5 m	1,5	200	190 μ	125

Tiếp phụ lục 3

Ký hiệu	U _{dm} V	I _{dmmax} A	I _{pikmax} A	I _{gmax} A	U _{gmax} V	I _{hmax} A	I _{rmax} A	ΔU _{max} V	du/dt V/s	t _x s	T _{max} °C
GA300	60	100	100	200 μ	750 m	5 m	10 m	1,5	15	800 n	150
C152AX8	100	100	2000	150 m	2,5			2,2	200		125
P027RH02EHO	200	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	100	30 μ	125
SH100F21A	300	100	2000	150 m	2,5	200 m	30 m	1,9	200	15 μ	125
P027RH04EMO	400	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	100	12 μ	125
FT100DY10	500	100	2000	100 m	2,0		15 m	2,0	100	15 μ	125
P027RH06CGO	600	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	100	12 μ	125
N044RH08JOO	800	100	750	100 m	3,0	160 m	10 m	2,22	400		125
P027RH10CGO	1000	100	350	100 m	3,0	400 m	10 m	2,57	20	35 μ	125
T507018044AB	100	125	1400	150 m	3,0	150 m	15 m	3,2	200	40 μ	125
08002GOD	200	125	1800	100 m	3,0	200 m	10 m	1,4	200	100 μ	125
C149D	400	125	1000	150 m	3,0		12 m	3,0	500	10 μ	125
T125QU4DU	400	125	2500	150 m	3,0	250 m	30 m	1,5	200		130
2N3422	600	125	3000	300 m	3,0	100 m	7,5 m	1,8		25 μ	125
T507088054AB	800	125	1400	150 m	3,0	150 m	15 m	3,2	200	30 μ	125
T507108074AB	1000	125	1400	150 m	3,0	150 m	15 m	3,2	200	15 μ	125
2N2503	50	150	3500	150 m	3,0	50 m	10 m	1,4			125
15RC10	100	150	4000	150 m	2,5	50 m	22 m	1,7	200	60 μ	125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{hmax} A	ΔU_{max} V	t_x s	du/dt V/s	T_{max} °C
H150TB02LOO	200	150	3000	150 m	1,4	500 m	10 m	2,8	1000		125
C180C	300	150	3500	150 m	2,5	500 m	8 m	1,7	200	80 μ	125
15RC40	400	150	4000	150 m	2,5	250 m	25 m	2,0	200	25 μ	125
HTS150/06VG1	600	150	2450	250 m	3,0	100 m	15 m	1,6	200	40 μ	125
SC150C80	800	150	2800	200 m	2,5	500 m	25 m	2,2	200	100 μ	125
151RB100	1000	200	4000	150 m	3,0	200 m	30 m	1,8	200	15 μ	125
T6300120	100	200	4000	150 m	3,0	600 m	30 m	1,8	500	100 μ	125
SH200D21A	200	200	5000	300 m	2,5	500 m	12 m	3,5	200	150 μ	125
ST180S04P1V	400	200	2500	300 m	2,5	500 m	12 m	3,5	200	150 μ	125
NLC176M	600	200	2500	150 m	3,0	600 m	20 m	1,7	200	80 μ	125
NLC178S	700	200	5000	150 m	4,0	200 m	15 m	2,0	200		125
ST180S08P2V	800	200	4000	150 m	2,5	500 m	20 m	2,3	250	60 μ	125
SH200N21D	1000	200	5000	150 m	3,0	200 m	17 m	3,0	100	20 μ	125
2N353	50	250	4200	150 m	3,0	500 m	15 m	2,1	200	7 μ	125
250PA10	100	250	1800	150 m	2,5	100 m	6 m	2,0	200		125
C355B	200	250	1600	150 m	3,0	100 m	25 m	2,3	200		125
TF 225-04Q	400	250	4000	150 m	2,5	100 m	25 m	2,0	200		125
250PAC50	500	250	5000	200 m	3,0	200 m	25 m	2,0	200		125
DK2506FB	600	250	5000	200 m	3,0	200 m	25 m	2,0	200		125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{rmax} A	I_{hmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_x s	T_{max} °C
SKT250/08C	800	250	7000	200 m	3,0	250 m	50 m	1,65	200	50 μ	125
2N3362	900	250	5000	400 m	4,0	200 m	15 m	2,0			125
300PAC10	100	300	5000	150 m	2,5	500 m	10 m	1,8	200		125
C184C	300	300	3500	300 m	3,0	500 m	20 m	2,8	200	10 μ	125
ST303S04MFK3	400	300	8000	200 m	3,0	600 m	50 m	2,2	500	20 μ	125
304RA60	600	300	8500	150 m	3,0	500 m	30 m	1,6	200	75 μ	125
SKT130/80D	800	300	3500	200 m	3,0	250 m	50 m	2,3	500	120 μ	130
303RB100	1000	300	8000	150 m	3,0	500 m	30 m	1,6	200	75 μ	125
ST180C04C1L	400	350	5000	150 m	3,0	600 m	30 m	2,0	1000	100 μ	125
N350MH06	600	350	11500	300 m	3,0	1	60 m	1,51	200		125
HT360/09QH1	900	350	9900	250 m	1,5	250 m	40 m	1,72	500	200 μ	125
SKT35F10DT	1000	350	6500	250 m	4,0	400 m	80 m	2,4	500	20 μ	125
T727012524DN	100	400	6000	150 m	3,0		15 m	1,9	200	60 μ	125
SH400F21A	300	400	7000	260 m	3,5	200 m	30 m	1,8	200	15 μ	125
SF400G26	400	400	7000	260 m	3,5	300 m	30 m	1,8	200		125
TF440-06X	600	400	4000	200 m	3,0	70 m	25 m	2,0	200	15 μ	125
HT400/08OJ6	800	400	7500	200 m	2,5	200 m	40 m	1,55	1000	150 μ	125
TA449-10W	1000	400	4000	400 m	5,0	80 m	40 m	2,2	1000	10 μ	125
T7SH014554DN	100	450	8500	150 m	3,0		35 m	3,1	200	30 μ	125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{hmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_x s	T_{max} °C
DCR654PR44DS	400	450	7800	150 m	3,0		35 m	2,0	300	50 μ	125
C397E	500	450	7500	300 m	3,0	500 m	45 m	3,0	200	60 μ	125
ECG5386	600	450	8000	150 m	3,0			2,6	300	25 μ	125
C398N	800	450	7500	300 m	3,0	500 m	45 m	3,0	200	40 μ	125
HTS450/10PH6	1000	450	4466	250 m	2,5	150 m	40 m	2,37	500	15 μ	125
N490CH10	1000	495	18000	300 m	3,0	1	100 m	169	200		125
C385A	100	500	3500	300 m	3,0	500 m	20 m	2,8	200	20 μ	125
C392C	300	500	5500	300 m	3,0	1	45 m	4,2	200	8 μ	125
ST280CH04C0	400	500	7200	150 m	3,0	600 m	75 m	1,4	500	100 μ	150
CR500AL10	500	500	10000	100 m	2,5		30 m	1,3	300		125
SC500C60	600	500	10000	100 m	3,0	50 m	25 m	1,4	50		125
C385N	800	500	3500	300 m	3,0	500 m	20 m	2,8	200	20 μ	125
DCR707SR1010	1000	500	5600	200 m	3,5	250 m	50 m	2,0	300		125
C501A	100	550	8000	150 m	3,5	250 m		1,5	200	200 μ	125
N260KH02G00	200	550	5700	300 m	3,0	10	60 m	2,26	300		
P370KH02CLO	200	550	12000	300 m	3,0	10	75 m	1,51	20	15 μ	125
540PB30	300	550	8500	150 m	3,0	500 m	30 m	1,7	200	80 μ	125
C501D	400	550	8000	150 m	3,5	250 m		1,5	200	200 μ	125
NLC510E	500	550	7000	150 m	6,5	250 m		1,5	100	200 μ	125

Tiếp phụ lục 3

Ký hiệu	U _{dm} V	I _{dmax} A	I _{pikmax} A	I _{gmax} A	U _{gmax} V	I _{rmax} A	I _{hmax} A	ΔU _{max} V	du/dt V/s	t _x s	T _{max} °C
T727063544DN NCL501S SKT551/08E 550PB100 HTS560/04P Q6	600	550	7000	150 m	3,0		30 m	2,9	300	40 μ	125
	700	550	7000	150 m	6,5	250 m		1,5	100	200 μ	125
	800	550	9000	250 m	3,0	500 m	50 m	1,65	1000		125
	1000	550	10000	150 m	3,0	500 m	30 m	1,7	200	120 μ	125
	400	560	7000	250 M	2,5	250 m	40 m	2,1	200	15 μ	125
DCR604SR0404 T7S7016054DN N600CH02 HT601/03QG6 TN433 -04	400	580	7500	150 m	3,0	250 m	30 m	1,62	200		125
	100	600	9000	150 m	3,0		30 m	2,6	300	30 μ	125
	200	600	26900	300 m	3,0	10	100 m	1,41	200		125
	300	600	7750	250 m	1,5	150 m	25 m	1,82	200	250 μ	140
	400	600	5500	200 m	3,0	50 m	25 m	1,3	200	100 μ	125
C43E1 N600CH06 TN6 31 -08 T600F10TGM	500	600	8000	150 m	5,0		45 m	2,6	200	200 μ	125
	600	600	26900	300 m	3,0	10	100 m	1,41	200		125
	800	600	7000	200 m	3,0	70 m	30 m	2,6	300	125 μ	125
	1000	600	10000	250 m	2,2	250 m	100 m	2,4	1000	30 μ	125
NL1580A T72H084064DN P215CH02CLO ST300C04CO T7S7056584DN	100	625	5500	150 m	6,5	250 m	35 m	2,0	100	200 μ	125
	800	625	7000	150 m	3,0		35 m	2,4	300	20 μ	125
	200	650	5000	200 m	3,0	600 m	30 m	1,68	150		
	400	650	8000	200 m	3,0	600 m	30 m	1,66	200	10 μ	125
	500	650	9500	150 m	3,0		30 m	2,3	300	10 μ	125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{hmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_x s	T_{max} °C
P215CH06CJ0	600	650	5000	200 m	3,0	600 m	30 m	168	20	25 μ	125
C378S	700	650	7000	250 m	5,0		45 m	2,6	200	20 μ	125
ST300C08C3L	800	650	8000	200 m	3,0	600 m	50 m	2,2	1000	100 μ	125
PSIE60 0-10	1000	650	5500	150 m	3,0	200 m	20 m	1,2	100	200 μ	125
NLF395A	100	700	8000	200 m	2,5	10	20 m	2,5	200	15 μ	125
C395B	200	700	8000	300 m	3,0	10	45 m	2,5	200	12 μ	125
T72H044534DN	400	700	7500	150 m	3,0		35 m	3,1	300	50 μ	125
650PBQ50	500	700	10000	200 m	2,5	500 m	45 m	2,5	400	20 μ	125
TA649-08A	800	700	8000	400 m	5,0	100 m	60 m	2,3	1000	15 μ	125
Y150103P10D	1000	700	5000	250 m	2,4	70 m	50 m	1,4	500	150 μ	125
C430ã550	100	800	9000	100 m	5,0		50 m	1,9	100	125 μ	155
FT800DL6	300	800	14000	250 m	2,5		30 m	1,5	200		125
700PK50	500	800	15000	150 m	2,5	500 m	60 m	2,3	200	250 μ	125
T9G0080803DH	800	800	13000	200 m	3,0	500 m	60 m	3,0	300	400 μ	125
C411P	1000	800	11000	300 m	5,0		35 m	2,0	200	125 μ	125
NLF390A	100	850	8000	150 m	2,5	500 m	20 m	2,4	200	125 μ	125
C440D	400	850	13000	300 m	5,0		35 m	1,6	200	125 μ	125

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	p_{ikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{hmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_x s	T_{max} °C
CA398PA	1000	850	8000	400 m	3,0		60 m	2,5	400	20 μ	125
C435A	100	900	800	200 m	3,0	40 m	45 m	2,5	200	20 μ	125
R180CH02CKO	200	900	8000	300 m	3,0	1,0	70 m	2,52	20	15 μ	125
DCR804PM0404	400	900	11200	200 m	3,5	250 m	50 m	1,62	300		125
N350MH06GOO	600	900	11500	300 m	3,0	1,0	60 m	1,51	300		125
C440S	700	900	13000	150 m	5,0		35 m	1,7	200	125 μ	125
TF709 - 08Z	800	900	1200	200 m	3,0	100 m	40 m	2,0	300	30 μ	125
R190CH02CCGO	200	950	8500	300 m	3,0	1,0	70 m	2,4	20	35 μ	125
C448E	500	950	10000	300 m	3,0		45 m	2,9	400	25 μ	125
R190CH08EJ0	800	950	8500	300 m	3,0	1,0	70 m	2,4	100	25 μ	125
DCR103SD11	1000	950	16000	350 m	3,5		150 m	1,9	1000	150 μ	125
P230CH02CG0	200	1000	5200	200 m	3,0	600 m	50 m	2,12	20	35 μ	125
SKT1000/04OG6	400	1000	19000	250 m	5,0	500 m	100 m	2,0	500	100 μ	125
P230CH08DG0	800	1000	5200	200 m	3,0	600 m	50 m	2,12	50	35 μ	125
HT1001/10OG6	1000	1000	23600	300 m	3,0	250 m	100 m	1,68	200	150 μ	125
TF915 - 01 Z	100	1500	17000	200 m	3,0	100 m	60 m	1,7	300	30 μ	125
C45E1	500	1500	23000	200 m	5,0		45 m	1,7	400	150 μ	125
FT1500EX16	800	1500	30000	350 m	3,0	1,0	120 m	2,1	200	30 μ	125
C458S	700	2000	16000	200 m	5,0		50 m	2,6	400	25 μ	125

Tiếp phụ lục 3

Ký hiệu	U_{dm} V	I_{dmmax} A	I_{pikmax} A	I_{gmax} A	U_{gmax} V	I_{hmax} A	I_{rmax} A	ΔU_{max} V	du/dt V/s	t_x s	T_{max} °C
N520CH04GOO	400	2200	15500	300 m	3,0	1,0	60 m	1,3	300	400 μ	125
TBK706300HHE	600	3000	48000	250 m	4,0		150 m	1,0	300		125
N760FH08JOO	800	3850	33800	300 m	3,0	1,0	150 m	1,43	500		125
N990CH10KOO	1000	5000	37000	300 m	3,0	1,0	150 m	1,28	750		
N1600DH10LOO	1000	6840	64000	300 m	3,0	1,0	200 m	1,06	1000		125

Phụ lục 4

THÔNG SỐ CỦA MỘT SỐ TRANZITO CÔNG SUẤT

Ký hiệu	Hãng	Điện áp V_{ce}	Dòng điện I_{cmax}	Công suất P_{tot}	Hệ số khuếch đại h_{FE}		Tần số ft
		V	A	W	min	max	MHz
1	2	3	4	5	6	7	8
TO-3-NPN							
2N3055	Mot.	60	15	115	20	70	2,5
MJ10003	Mot.	400	10	150	40	500	—
2N3771	Mot.	40	30	150	15	60	0,2
2N3772	Mot.	60	20	150	15	60	0,2
2N3773	Mot.	140	16	150	15	60	—
BU208A	—	700	8	150	—	—	7
BUV20	Mot.	125	50	250	20	60	8
BUX98A	Mot.	450	30	250	—	—	—
MJ15003	Mot.	140	20	250	25	150	2
MJ15022	Mot.	200	16	250	25	60	4
MJ15024	Mot.	250	16	250	25	60	4
BUP48	SGS	60	100	300	10	—	—
BUP49	SGS	80	90	300	15	—	—
BUP51	SGS	175	80	300	10	—	—
BUP52	SGS	200	70	300	10	—	—
BUP53	SGS	250	60	300	10	—	—
BUP54	SGS	275	50	300	10	—	—

Tiếp phụ lục 4

1	2	3	4	5	6	7	8
TO – 3 – PNP							
MJ2955	T.I.	60	15	150	5	–	4
MJ15004	Mot.	140	20	250	25	150	2
MJ15023	Mot.	200	16	250	15	60	4
MJ15025	Mot.	250	16	250	15	60	4
TO – 126 – NPN							
BD139	Phil	80	1	8	40	250	250
BD437	Mot.	45	4	36	85	375	3
MJE340	Mot.	300	0,5	20	30	240	–
TO – 126 – PNP							
MJE350	Mot.	300	0,5	20	30	240	–
TO – 218 – NPN							
BU508A	Mot.	700	8	125	2,25	–	7
BUV48A	Mot.	450	15	150	8	–	–
TO – 220 – NPN							
BU407	SGS	330	7	60	–	–	10
2N6099	T.I.	70	10	75	20	–	–
BUL44	Mot.	400	2	50	14	34	13
BU505	Phil.	700	2,5	75	6	30	7
TIPL13005	T.I.	400	4	50	10	60	12
TIPL791	T.I.	850	4	75	20	60	12
TIPL760	T.I.	850	4	75	20	60	12
MJE18204	Mot.	1200	5	35	18	35	13
MJE18004	Mot.	450	5	75	12	–	13
BUL54B	SGS	800	5	70	15	45	20
BUL45	Mot.	400	5	75	14	34	12
BUL381	SGS	800	5	70	8	–	–
MJE18006	Mot.	450	6	100	14	34	14
BUL146	Mot.	400	6	100	14	34	14
BUL416	SGS	1600	6	85	12	40	–

Tiếp phụ lục 4

1	2	3	4	5	6	7	8
BUL57	SGS	700	7	75	10	40	—
BUL510	SGS	1000	8	80	15	45	—
MJE18008	Mot.	450	8	125	14	34	13
MJE18009	Mot.	1000	10	150	14	34	12
BUL147	Mot.	400	8	125	14	34	14
BUL67	SGS	700	8	80	15	50	—
BD711	SGS	100	12	75	15	150	3
BD911	SGS	100	15	90	15	150	3
BUT11A	Phil.	450	5	100	10	35	—
BUT12A	Phil.	450	8	125	10	35	—
BUX84	Phil.	400	2	40	20	100	—
MJE3055T	Mot.	60	10	75	20	100	2
MJE13005	Mot.	400	4	75	10	60	4
MJE13009	Mot.	400	12	100	8	40	4
MJE15030	Mot.	150	8	50	20	—	30
TIP29C	SGS	100	1	30	20	—	3
TIP31C	SGS	100	3	40	25	50	—
TIP41C	SGS	100	6	65	15	75	—

Phụ lục 5

THÔNG SỐ CỦA MỘT SỐ TRANZITO DARLINGTON

Ký hiệu	Hãng	Điện áp V_{CS}	Dòng điện I_{Cmax}	Công suất P_{Tot}	Hệ số khuếch đại h_{FE}		Tần số ft
		V	A	W	min	max	MHz
1	2	3	4	5	6	7	8
TO-3-NPN							
BUT34	Mot.	500	50	250	15	—	—
MJ10004	SGS	120	20	175	50	600	—
MJ10021	Mot.	250	60	250	75	100	—
MJ3001	Mot.	80	10	150	1000	—	—
MJ11016	SGS	120	30	200	200	—	—
TO-3-PNP							
MJ2501	Mot.	80	10	150	1000	—	—
MJ11015	SGS	120	30	200	200	—	—
TO-216-NPN							
BDV65	T.I.	60	12	125	1000	—	—
BDV65C	T.I.	120	12	125	1000	—	—
TO-220-NPN							
BU806	Mot.	200	8	60	typ.	150	—
BDX33C	Mot.	100	10	70	750	—	3
BDX53C	Mot.	100	8	60	750	—	—
BDW93	T.I.	45	12	80	750	2000	—

Tiếp phụ lục 5

1	2	3	4	5	6	7	8
BDW93A	T.I.	60	12	80	750	2000	—
BDW93C	T.I.	100	12	80	750	2000	—
TO -220 -PNP							
BDX34C	Mot.	100	10	70	750	—	—
BDX54C	Mot.	100	8	60	750	—	3
BDW24C	T.I.	100	6	50	750	2000	—
BDW94C	T.I.	100	12	80	750	2000	—
SOT -93 -NPN							
TIP162	T.I.	380	10	50	200	—	—
SOT -93 -PNP							
BDV64	T.I.	60	12	125	1000	—	—
BDV64A	T.I.	80	12	125	1000	—	—
BDV64B	T.I.	100	12	125	1000	—	—
BDV64C	T.I.	120	12	125	1000	—	—
ISOTOP NPN							
ESM2012DV	SGS	125	120	175	—	—	—
TO -92 -NPN							
2N7051	NS	100	1	0,6	1000	2k	200
BC517	NS	30	1	0,6	30k	—	—
ZTX605	Zetex	120	1	1	2000	100k	150
TO -92 -PNP							
ZTX705	Zetex	120	1	1	3000	30k	160
BC516	NS	30	1	0,6	30k	—	—

Phụ lục 6

THÔNG SỐ CỦA MỘT SỐ IGBT

Ký hiệu	Hãng	Dòng điện I_{cmax} (A) ở 25°C	Điện áp V_{gcth} (V)	Điện áp $V_{ce(on)}$ typ	Công suất P_{totmax} (W)	Thời gian t_f/t_{imax} (μs)
1	2	3	4	5	6	7
$V_{cemax} = 500 V :$						
BUK854 -500IS	Philips	15	5,5	1,7	85	6/-
BUK856 -400IZ	Philips	20	2,4	1,2	100	10/ -
buk856 -450IX	Philips	15	4,5	1,8	125	8/-
HGT8P50G1	Harris	12	6	2,5	66	2,5/0,0085
HGTP10N50E1	Harris	17,5	4,5	3,2	75	1/0,05
IRGB420UD2	I.R.	14	5,5	3,1	60	0,22/0,044
IRGP450UD2	I.R.	59	5,5	2,6	200	0,11/0,29
$V_{cemax.} = 600 V :$						
IRGBC30FD2	I.R.	31	5,5	2,4	100	0,48/0,075
IRGPC40FD2	I.R.	49	5,5	2,2	160	0,48/0,076
IRGPC50FD2	I.R.	70	5,5	2	200	0,52/0,1
$V_{cemax.} = 800 V :$						
BUK85 4-800A	Philips	12	5,5	3,1	85	0,8/0,03
BUK85 6-800A	Philips	24	5,5	3,1	125	0,8/0,045
SKM75GB121D	Semikron	75	4	1,2	500	-
SKM75GB123D	Semikron	75	3,2	1,2	400	-
SKM150GB123D	Semikron	150	3,2	1,2	800	-
SKM75CD123D	Semikron	75	3,2	1,2	400	-

Phụ lục 7

MÁY BIẾN ÁP CÔNG SUẤT NHỎ

Ký hiệu lõi thép từ	a	h	c	C	H	B	Tiết diện trụ giữa S, (cm ³)		Chiều dài trung bình đường sức	Tích số diện tích của số	Thể tích thép từ (cm ³)		Trọng lượng thép từ (gr)		Số lượng lá thép		Công suất máy biến áp W	
							0,2 mm	0,35 mm			0,2 mm	0,35 mm	0,2 mm	0,35 mm	0,2 mm	0,35 mm	0,2 mm	0,35 mm
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
III 12 x 10	12	30	12	48	42	10	0,92	0,98	—	4,3	9,22	9,82	78	90	42	26	5	35
12	—	—	—	—	—	12	1,23	1,31	—	5,2	12,34	13,14	100	110	51	31	5,5	45
16	—	—	—	—	—	16	1,63	1,75	10,03	6,8	16,35	17,55	130	140	68	42	7	55
20	—	—	—	—	—	20	2,04	2,18	—	8,6	20,46	21,86	170	180	85	52	8,5	65

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
25	-	-	-	-	-	25	2,55	2,73	-	10,2	25,53	27,38	210	230	106	65	10	80
32	-	-	-	-	-	32	3,26	3,49	-	12,1	32,7	35	270	280	136	83	12	95
III 16 x 10	16	40	16	64	56	10	1,22	1,31	1,37	10,2	16,7	17,9	145	156	42	26	10	90
12	-	-	-	-	-	12	1,63	1,75	-	12,1	22,3	24	180	190	51	31	14	100
16	-	-	-	-	-	16	2,18	2,33	13,7	16,6	29,9	32	240	260	68	42	20	130
20	-	-	-	-	-	20	2,72	2,91	-	20,5	37,3	39,8	300	320	85	52	26	150
25	-	-	-	-	-	25	3,4	3,64	-	25,6	46,6	49,8	370	400	106	65	30	170
32	-	-	-	-	-	32	4,35	4,66	-	32,6	59,6	63,8	470	510	136	83	84	200
40	-	-	-	-	-	40	5,44	5,82	-	41	74,5	79,6	590	630	170	104	40	230
III 20 x 12	20	50	20	80	70	12	2,04	2,18	17,14	24	35	37,4	280	300	51	31	25	170
16	-	-	-	-	-	16	2,72	2,91	-	32	46,7	50	380	400	68	42	32	200
20	-	-	-	-	-	20	3,4	3,64	-	40	58,3	62,4	470	500	85	52	40	230
25	-	-	-	-	-	25	4,25	4,55	-	50	72,9	78,1	590	820	106	65	48	250
32	-	-	-	-	-	32	5,44	5,82	-	64	93,2	99,8	750	860	136	83	60	300
40	-	-	-	-	-	40	6,8	7,28	-	80	116,2	125	940	990	170	104	70	400
50	-	-	-	-	-	50	8,5	9,1	-	100	145,7	150	1150	1240	212	130	85	450

Tiếp phụ lục 7

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
III 25 x 16	25	62,5	25	100	87,5	16	3,4	3,64	214	62,5	72,7	77,9	580	620	68	42	60	300
20	-	-	-	-	-	20	425	4,55	-	78	90,9	97,4	720	770	85	52	70	400
25	-	-	-	-	-	25	5,31	5,68	-	97,5	113,8	121,8	900	970	106	65	85	500
32	-	-	-	-	-	32	6,8	7,28	-	135	145,5	156	1160	1230	136	83	105	600
40	-	-	-	-	-	40	8,5	9,1	-	156	182	195	1440	1556	170	104	130	700
50	-	-	-	-	-	50	10,6	11,4	-	196	227	214	1800	1030	212	130	160	800
64	-	-	-	-	-	64	13,6	14,5	-	250	291	310	2310	2470	272	166	190	850
III 32 x 20	30	80	32	128	112	20	5,44	5,82	27,4	164	149	519	1180	1270	85	52	130	600
25	-	-	-	-	-	25	6,8	7,28	-	205	186	199	1480	1580	106	65	160	740
32	-	-	-	-	-	32	8,7	9,32	-	261	238	255	1800	2020	136	83	200	900
40	-	-	-	-	-	40	10,88	11,65	-	328	298	319	2370	2530	170	104	240	1000
50	-	-	-	-	-	50	13,6	14,56	-	410	373	399	2950	3170	212	130	300	1200
64	-	-	-	-	-	64	17,4	18,6	-	522	477	510	3790	4040	272	166	390	1400
80	-	-	-	-	-	80	28,7	23,3	-	656	596	640	4730	5070	340	208	450	1600

Tiếp phụ lục 7

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
III 40 x 25	40	100	40	160	140	25	8,5	9,4	34,3	400	291	312	2310	2470	106	65	300	1250
32	-	-	-	-	-	32	10,8	11,6	-	512	372	400	2960	3160	1315	83	400	1400
40	-	-	-	-	-	40	13,6	14,56	-	640	466	500	3700	3960	170	104	430	1650
50	-	-	-	-	-	50	17	18,2	-	800	583	625	4610	4950	212	130	550	2000
64	-	-	-	-	-	64	21,7	23,3	-	1025	746	800	5910	6320	272	166	680	2400
84	-	-	-	-	-	84	27,2	29,1	-	1280	932	998	7390	7920	340	208	850	2500
100	-	-	-	-	-	100	34	30,4	-	1600	1166	1250	9240	9860	425	260	950	3000

Phụ lục 8

THÔNG SỐ MỘT SỐ DÂY ĐỒNG TRÒN

d - đường kính thực của lõi đồng ; S_{Cu} - tiết diện tính toán của lõi đồng ; m_{Cu} - trọng lượng riêng một mét ; R/m - điện trở một mét ; d_n - đường kính ngoài kể cả cách điện.

d mm	S_{Cu} mm^2	m_{Cu} g/m	R/m Ω/m	d_n mm
0,10	0,00785	0,0698	2,291	0,12 ÷ 0,13
0,11	0,095	0,0845	1,895	0,13 ÷ 0,14
0,12	0,01131	0,101	1,59	0,14 ÷ 0,15
0,13	0,01327	0,118	1,256	0,15 ÷ 0,16
0,14	0,01539	0,137	1,169	0,16 ÷ 0,17
0,15	0,01767	0,157	1,018	0,17 ÷ 0,18
0,16	0,02011	0,179	0,895	0,18 ÷ 0,20
0,17	0,0227	0,202	0,793	0,19 ÷ 0,21
0,18	0,02545	0,226	0,707	0,20 ÷ 0,22
0,19	0,02835	0,252	0,635	0,21 ÷ 0,23
0,20	0,03142	0,279	0,572	0,225 ÷ 0,24
0,21	0,03464	0,308	0,52	0,235 ÷ 0,25
0,23	0,04155	0,369	0,433	0,255 ÷ 0,28
0,25	0,04909	0,436	0,366	0,275 ÷ 0,3
0,27	0,05726	0,509	0,315	0,31 ÷ 0,32
0,29	0,06605	0,587	0,296	0,33 ÷ 0,34
0,31	0,07548	0,671	0,239	0,35 ÷ 0,36
0,33	0,08553	0,76	0,21	0,35 ÷ 0,38
0,35	0,09621	0,855	0,187	0,39 ÷ 0,41
0,38	0,1134	1,01	0,152	0,42 ÷ 0,44

Tiếp phụ lục 8

d mm	S_{Cu} mm ²	m_{Cu} g/m	R/m Ω/m	d_n mm
0,41	0,132	1,11	0,13	0,45 ÷ 0,47
0,44	0,1521	1,35	0,113	0,49 ÷ 0,50
0,47	0,1735	1,54	0,0993	0,52 ÷ 0,53
0,49	0,1886	1,68	0,0914	0,54 ÷ 0,55
0,51	0,2043	1,82	0,084	0,56 ÷ 0,58
0,53	0,2206	1,96	0,0781	0,58 ÷ 0,60
0,55	0,2376	2,11	0,0725	0,60 ÷ 0,62
0,57	0,2552	2,27	0,0675	0,62 ÷ 0,64
0,59	0,2734	2,43	0,063	0,64 ÷ 0,66
0,62	0,3019	2,68	0,0571	0,67 ÷ 0,69
0,64	0,3217	2,86	0,0538	0,69 ÷ 0,72
0,67	0,3526	3,13	0,0488	0,72 ÷ 0,75
0,69	0,3729	3,32	0,0461	0,74 ÷ 0,77
0,72	0,4072	3,6	0,0423	0,78 ÷ 0,8
0,74	0,4301	3,82	0,04	0,80 ÷ 0,83
0,77	0,4657	4,14	0,037	0,83 ÷ 0,86
0,80	0,5027	4,47	0,0342	0,86 ÷ 0,89
0,86	0,5809	5,16	0,0297	0,92 ÷ 0,95
0,90	0,6362	5,66	0,027	0,96 ÷ 0,99
0,93	0,6793	6,04	0,0253	0,99 ÷ 1,02
0,96	0,7238	6,44	0,0238	1,02 ÷ 1,05
1,00	0,7854	6,98	0,0219	1,08 ÷ 1,11
1,04	0,8495	7,55	0,0202	1,12 ÷ 1,15
1,08	0,9161	8,14	0,0188	1,16 ÷ 1,19
1,12	0,9852	8,76	0,0175	1,20 ÷ 1,23
1,16	1,0568	9,40	0,0163	1,24 ÷ 1,27
1,20	1,131	10,1	0,0152	1,28 ÷ 1,31
1,25	1,2272	10,9	0,014	1,33 ÷ 1,36
1,30	1,327	11,8	0,0132	1,38 ÷ 1,41
1,35	1,4314	12,7	0,0123	1,43 ÷ 1,46
1,40	1,5394	13,7	0,0113	1,48 ÷ 1,51
1,45	1,6513	14,7	0,0106	1,53 ÷ 1,56

Tiếp phụ lục 8

d mm	S _{Cu} mm ²	m _{Cu} g/m	R/m Ω/m	d _n mm
1,5	1,7672	15,7	0,00993	1,58 ÷ 1,61
1,56	1,9113	17	0,00917	1,64 ÷ 1,67
1,62	2,0612	18,3	0,0085	1,71 ÷ 1,73
1,68	2,217	19,7	0,00791	1,77 ÷ 1,79
1,74	2,378	21,1	0,00737	1,83 ÷ 1,85
1,81	2,573	22,9	0,00681	1,90 ÷ 1,93
1,88	2,776	24,7	0,00631	1,97 ÷ 2,00
1,95	2,987	26,5	0,00587	2,04 ÷ 2,07
2,02	3,205	28,5	0,00547	2,12 ÷ 2,14
2,10	3,464	30,8	0,00506	2,20 ÷ 2,23
2,26	4,012	35,7	0,00437	2,36 ÷ 2,39
2,44	4,676	41,6	0,00375	2,54 ÷ 2,57
2,83	6,29	55,9	0,00278	3,16
3,05	7,306	650	0,0024	3,38
3,28	8,45	75,1	0,00207	3,61
4,1	13,2	117	0,00123	4,43
4,5	15,9	142	0,0011	4,83
4,8	18,1	161	0,000969	4,43
5,2	21,24	189	0,000811	5,53

Phụ lục 9

KÍCH THƯỚC (mm) VÀ TIẾT DIỆN (mm²) DÂY DẪN CHỮ NHẬT

a b	0,8	1,0	1,08	1,16	1,23	1,35	1,45	1,56	1,68	1,81
2,10	1,72	1,89	2,06	2,23	2,42	2,63	2,84	3,07	3,32	3,59
2,26	1,86	2,05	2,23	2,41	2,62	2,84	3,07	3,23	3,59	3,83
2,44	2,03	2,23	2,43	2,62	2,84	3,08	3,33	3,60	3,89	4,21
2,63	2,20	2,42	2,65	2,84	3,08	3,34	3,56	3,80	4,21	4,55
2,83	2,38	2,62	2,85	3,07	3,33	3,61	3,89	4,20	4,54	4,91
3,05	—	2,84	3,08	3,33	3,60	3,91	4,21	4,55	4,91	5,31
2,28	—	3,07	3,33	3,60	3,89	4,22	4,55	4,91	5,30	5,73
3,53	—	3,32	3,60	3,89	4,20	4,56	4,91	5,30	5,72	6,18
3,80	3,25	3,59	3,89	4,20	4,54	4,92	5,30	5,70	6,17	6,67
4,10	—	3,89	4,22	4,55	4,92	5,33	5,74	6,75	6,58	7,21
4,40	—	4,19	4,54	4,89	5,29	5,73	6,17	6,65	7,18	7,75
4,70	—	4,49	4,87	5,24	5,67	6,14	6,61	7,12	7,79	8,90
5,10	—	4,89	5,30	5,71	6,17	6,68	7,19	7,76	8,36	9,02
5,50	—	5,29	5,73	6,17	6,67	7,22	7,77	8,37	9,03	9,35
5,90	—	5,69	6,16	6,63	7,17	7,76	8,35	8,99	9,70	10,50
6,40	—	6,19	6,707	7,21	7,49	8,43	9,07	9,77	10,60	11,40
6,90	—	6,69	7,24	7,79	8,27	9,11	9,79	10,66	11,40	12,30
7,40	—	7,19	7,78	8,37	9,04	9,78	10,50	11,30	12,60	13,30
8,00	—	7,79	8,43	9,07	9,79	10,60	11,10	12,30	13,20	14,40
8,60	—	8,39	9,08	9,77	10,6	11,40	12,30	13,20	14,20	15,50
9,30	—	—	—	—	0	12,40	13,30	14,30	15,50	16,50
10,00	—	—	—	11,40	—	—	—	15,40	16,60	17,90
10,80	—	—	—	—	—	—	—	—	17,90	19,30
11,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Tiếp phụ lục 9

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	0,8	1,0	1,08	1,16	1,23	1,35	1,45	1,56	1,68	1,81
12,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
14,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15,60	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16,80	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
18,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	1,95	2,10	2,24	2,26	2,63	2,83	3,05	3,28	3,35	3,80
2,1	—	3,92	—	—	—	—	—	—	—	—
2,26	—	—	4,63	—	—	—	—	—	—	—
2,44	4,55	4,64	4,95	5,37	—	—	—	—	—	—
2,63	4,92	5,04	5,46	5,94	6,44	—	—	—	—	—
2,83	5,31	5,46	5,92	6,13	6,98	7,53	—	—	—	—
3,05	5,74	5,93	6,41	6,96	7,54	8,15	8,72	9,51	—	—
3,28	6,19	6,54	6,93	7,52	8,35	8,80	9,51	10,30	—	—
3,53	6,67	6,93	7,50	8,13	8,80	9,51	10,30	11,10	12,06	—
3,80	7,20	7,50	8,11	8,79	9,51	10,30	11,10	12,10	12,90	13,90
4,10	7,59	8,13	8,79	9,52	10,30	11,10	20,00	13,00	14,00	15,10
4,40	8,37	8,76	9,16	10,20	11,30	12,00	12,70	13,90	15,00	16,20
4,70	8,96	9,39	10,10	11,00	11,80	12,80	13,80	14,90	16,10	17,40
5,10	9,76	10,20	11,10	11,90	12,98	13,95	15,10	16,20	17,50	18,90
5,50	10,50	11,10	11,90	12,90	14,00	15,10	16,30	17,50	18,90	20,40
5,90	11,30	11,90	12,80	13,90	15,00	16,20	17,50	18,90	20,30	21,90
6,40	12,30	12,90	14,00	14,10	16,40	17,60	19,00	20,50	22,10	23,80
6,90	13,20	14,00	15,10	15,30	17,60	19,00	20,60	22,10	23,90	25,70
7,40	14,40	15,00	16,20	17,60	19,00	20,40	22,10	23,60	25,60	27,60
8,00	15,20	16,30	17,60	19,00	20,50	22,10	23,90	25,70	27,70	29,90
8,60	16,40	17,60	18,90	20,50	22,10	23,80	25,70	27,70	29,90	32,20
9,30	17,70	19,00	20,50	22,20	24,00	25,80	27,90	30,00	32,30	34,80
10,00	19,10	20,5	22,10	22,30	25,80	27,80	30,00	32,30	34,80	37,50

Tiếp phụ lục 9

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	0,8	1,0	1,08	1,16	1,23	1,35	1,45	1,56	1,68	1,81
10,80	—	22,20	23,90	24,00	27,90	30,10	32,40	34,90	37,60	40,50
11,60	—	24,00	25,70	27,80	30,00	32,30	34,90	37,50	40,50	43,60
12,50	—	25,80	27,80	28,00	32,40	34,90	37,60	40,50	43,60	47,00
13,50	—	—	—	30,00	35,00	37,70	40,70	43,80	47,20	50,80
14,50	—	—	—	32,27	37,60	40,50	43,70	47,10	50,60	54,60
15,60	—	—	—	—	—	43,70	47,10	50,70	54,60	58,80
16,80	—	—	—	—	—	47,00	50,70	54,60	58,80	63,30
18,00	—	—	—	—	—	—	54,40	58,50	63,00	67,90

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	4,10	4,40	4,70	5,10	5,50	6,00	6,50	7,00
2,10	—	—	—	—	—	—	—	—
2,26	—	—	—	—	—	—	—	—
2,44	—	—	—	—	—	—	—	—
2,63	—	—	—	—	—	—	—	—
2,83	—	—	—	—	—	—	—	—
3,05	—	—	—	—	—	—	—	—
3,28	—	—	—	—	—	—	—	—
3,53	—	—	—	—	—	—	—	—
3,80	—	—	—	—	—	—	—	—
4,10	15,90	—	—	—	—	—	—	—
4,40	17,10	18,50	—	—	—	—	—	—
4,70	18,40	19,70	21,10	—	—	—	—	—
5,10	20,00	21,50	23,10	25,10	—	—	—	—
5,50	21,70	23,30	25,00	27,25	—	—	—	—
5,90	23,30	25,10	26,80	29,20	—	—	—	—
6,40	25,30	27,90	29,30	31,70	34,30	37,50	—	—
6,90	27,40	29,50	31,50	31,40	37,10	40,50	—	—
7,40	29,40	31,70	33,90	36,80	39,80	43,50	47,20	50,90
8,00	31,90	34,30	36,70	39,90	43,10	47,10	51,10	55,20

Tiếp phụ lục 9

<div>a b</div>	4,10	4,40	4,70	5,10	5,50	6,00	6,50	7,00
8,60	34,40	36,90	39,50	43,00	46,40	50,70	55,00	59,30
9,30	37,20	40,00	42,80	46,50	50,30	54,90	59,60	64,20
10,00	40,10	43,10	46,10	50,10	54,10	59,10	64,10	69,10
10,80	43,40	46,60	49,90	54,20	58,50	63,90	69,30	74,70
11,60	46,70	50,10	53,60	58,30	62,90	68,70	75,50	80,40
12,50	50,40	54,10	5,90	62,90	67,90	74,10	80,40	86,60
13,50	54,40	58,50	62,60	68,00	73,40	80,10	86,90	93,60
14,50	58,60	62,90	67,30	74,10	78,90	86,10	93,40	100,60
15,60	63,10	67,70	72,40	78,70	84,90	92,70	100,50	108,30
16,80	68,00	73,00	78,10	84,80	91,50	99,90	108,30	116,70
18,00	72,90	78,30	83,70	90,90	98,10	107,10	116,10	125,10

Ghi chú :

1. Cách diện hai phía của dây là : 0,45 ; 0,55 ; 0,72 ; 0,96 ; 1,2 ; 1,35 ; 1,68 ; 1,93 (mm).
2. Lúc tính bề dày bánh dây, cần tăng bề dày thực cách diện lên 10%.
3. Dây đồng, nhôm có sản xuất các kích thước phân biệt. Khi thiết kế sơ bộ có thể coi phụ lục 9 dùng chung cho cả hai loại dây.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. *Lê Văn Doanh và các tác giả*
Điều khiển số máy điện, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1999
2. *Lê Văn Doanh, Phạm Khắc Chương*
Kỹ thuật vi điều khiển, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1998
3. *Lê Văn Doanh và các tác giả*
Các bộ cảm biến trong kỹ thuật đo lường điều khiển, NXB Khoa học và kỹ thuật, 2001
4. *Phạm Văn Bình, Lê Văn Doanh*
Thiết kế máy biến áp, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2002
5. *Đặng Văn Đào – Lê Văn Doanh*
Kỹ thuật điện, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1997
6. *Đặng Văn Đào, Lê Văn Doanh*
Các phương pháp hiện đại trong nghiên cứu tính toán kỹ thuật điện, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2001
7. *Cyril W. Lander*
Điện tử công suất và điều khiển động cơ,
(Lê Văn Doanh dịch) NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1994
8. *Cẩm nang thiết bị đóng cắt ABB (Lê Văn Doanh dịch)*
NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1998
9. *Cẩm nang kỹ thuật điện, tự động hoá và tin học công nghiệp*
(Lê Văn Doanh dịch) NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1999
10. *Kỹ thuật điện tử qua sơ đồ (Lê Văn Doanh và Võ Thạch Sơn dịch)*
NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1997
11. *Nguyễn Bình*
Điện tử công suất, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2000
12. *Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi*
Phân tích và giải mạch điện tử công suất, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2003
13. *Phan Tử Thụ*
Thiết kế máy biến áp, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2001

14. *Nguyễn Phùng Quang, Dittric J. A*
Truyền động điện thông minh, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2003
15. *Nguyễn Minh Trí*
Sơ đồ chân linh kiện bán dẫn, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 1998
16. *Bühler H.*
Electronique de puissance, Dunod Paris, 1981
17. *Dalmasso J. L*
Electronique de puissance, Dunod Paris, 1986
18. *Guy Séguier*
Electronique de puissance, Dunod Paris, 1999
19. *Muhammad H. Rachid*
Power electronics handbook, Academic Press, 2001
20. *D. A. T. A Digest*
Powers semiconductors, 1998
21. *D. A. T. A. Digest*
Thyristors, 1999
22. *Справочник по проектирование Электропривода Энергия, 1986*
Spravochnic po proektirovaniu electroprivoda
23. *John Keown*
MicroSim PSpice and Circuit Analysis,
Prentice Hall International, 1998
24. *Pesim for PC's*
User Manual, Lab-Volt.

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT
LÝ THUYẾT - THIẾT KẾ - ỨNG DỤNG
TẬP I

LÊ VĂN DOANH - NGUYỄN THẾ CÔNG - TRẦN VĂN THỊNH

Chủ biên : LÊ VĂN DOANH

Chịu trách nhiệm xuất bản :

PGS.TS TÔ ĐĂNG HẢI

Biên tập :

NGỌC KHUÊ

Sửa bài :

PHẠM VĂN

Vẽ bìa :

TRẦN THẮNG

NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
70 TRẦN HƯNG ĐẠO - HÀ NỘI